ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Под редакцией проф. М. Д. Находкина

Утверждено
Главным управлением учебными заведениями МПС
в качестве учебного пособия для студентов
вузов железнодорожного транспорта



Москва «ТРАНСПОРТ» 1976

УДК 629.423.31.001.2

Проектирование тяговых электрических машин. Под ред. М. Д. Находкина. Учебное пособие для вузов ж.-д. трансп. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Транспорт», 1976. 624 с. Авт.: Находкин М. Д., Василенко Г. В., Бочаров В. И., Козорезов М. А.

В книге изложен порядок проектирования тяговых двигателей постоянного и пульсирующего токов, в том числе с немагнитным активным слоем якоря, а также бесколлекторных асинхронных и вентильных двигателей. Описано протекание переходных процессов в коллекторных тяговых двигателях и дана методика их расчета на ЭВМ. Приведены общие принципы конструирования, электромагнитный, вентиляционный, тепловой и механический расчеты. Изложен расчет вспомогательных машин электроподвижного состава как постоянного, так и переменного тока. Приведены примеры расчетов тяговых электрических машин. В приложении дан вспомогательный материал, необходимый при расчетах (таблицы намагничивания сталей, стандартные размеры меди и их изоляция, данные о щетках и пр.).

Книга утверждена Главным управлением учебными заведениями МПС в качестве учебного пособия для студентов вузов железнодорожного транспорта и может быть полезной для широкого круга инженерно-технических работников, связанных с проектированием и постройкой тяговых электрических машин.

Ил. 274, табл. 50, список лит. 113 назв.



П $\frac{31802\text{-}111}{049\ (01)\text{-}76}$ 111-76

ОТ АВТОРОВ

Данное учебное пособие для студентов институтов железнодорожного транспорта специальностей «Электрификация железнодорожного транспорта» и «Электровозостроение» посвящено вопросам проектирования тяговых электрических машин электроподвижного состава магистральных железных дорог. Особое внимание в нем уделено наиболее ответственным машинам — тяговым электродвигателям, но в нужной мере затронуты и вопросы проектирования вспомогательных машин.

Второе издание книги по построению и расположению материала соответствует первому изданию, однако подверглось значительной переработке и дополнениям. Введены новые разделы: особенности проектирования тяговых двигателей с беспазовым якорем, проектирование вентильных тяговых двигателей и конструктивное выполнение тяговых машин. Заново написан раздел, посвященный проектированию асинхронных тяговых двигателей, приведены расчет коммутации методом Рихтера—Цорна, механический расчет элементов асинхронных и вентильных двигателей, выбор подшипников и др. Переработаны разделы, освещающие основные положения методики проектирования тяговых двигателей и расчет двигателей постоянного тока. Существенно обновлен материал и в ряде других разделов.

Некоторые параграфы, потерявшие свою актуальность, исключены (расчет коллектора на пластмассе, некоторые способы определения размагничивающего действия реакции якоря, графический способ установления воздушного зазора и др.).

Ограниченный объем книги не позволил включить в нее таблицы с данными уже выполненных тяговых двигателей как отечественных, так и зарубежных заводов. Интересующиеся этим материалом могут найти его в [3, 84].

Следует отметить, что создание таких тяговых двигателей, как асинхронные, вентильные и коллекторные с беспазовым якорем, только что началось и построенные машины являются пока опытными. Создание их потребовало решения целого ряда проблем расчетного, конструктивного и технологического характера. Не все вопросы решены исчерпывающе полно и точно. Ведутся дальнейшие изыскания и уточнения как методики расчета этих двигателей, так и разработки их конструкции.

Ограниченность опыта в создании этих машин и то, что работа их в нужной мере еще не апробирована эксплуатацией, — причины того, что в книге методика их расчета не выделена в отдельные разделы, а даны примеры расчета этих машин с попутным теоретическим обоснованием и пояснением отдельных положений.

Изложенные расчеты двигателей асинхронного, вентильного и коллекторного с беспазовым якорем должны послужить отправным материалом для дальнейшего совершенствования и уточнения приемов расчета и выработки соответствующих удельных и контрольных величин.

Так как в учебные планы транспортных высших учебных заведений не входит курс «Проектирования электрических машин», то в настоящем пособии даны сведения и формулы общего электромашиностроения, необходимые при проектировании тяговых электрических машин: понятия о машинной постоянной, производной массе машины, о теоретически оптимальной ширине паза якоря и пр.

Материал пособия изложен в предположении, что читатель владеет материалом курсов: «Теоретические основы электротехники», «Электрические машины», «Тяговые электрические машины».

Авторы придерживались рекомендаций, принятых Международной электротехнической комиссией в обозначении электрических схем и физических величин, соответствующих установленным в ГОСТ 2721—68, 2748—68, 2750—68, 2751—68 и 1494—61.

Некоторые технические данные приведены в единицах систем СГС и МКГСС по ГОСТ 7664—61, т. е. в том виде, в каком они представлены во всех технических данных и нормативах до появления системы единиц СИ.

Авторы считают своим долгом принести глубокую благодарность кандидатам техн. наук А. А. Рабиновичу, Л. В. Петровичу, Г. Я. Корепанову и К. Г. Кучме за ценные замечания, изложенные ими в рецензиях на рукопись книги.

Книгу написали: разделы первый (кроме главы 1), второй и третий — д-р техн. наук проф. *М. Д. Находкин*; разделы четвертый, шестой, седьмой, восьмой и приложение 1 — канд. техн. наук *Г. В. Василенко*; разделы пятый и десятый — канд. техн. наук *В. И. Бочаров*; раздел девятый и главу 1 — д-р техн. наук проф. *М. Д. Находкин* совместно с канд. техн. наук *В. И. Бочаровым*; раздел одиннадцатый — инж. *М. А. Козорезов*; приложения 2—8 — совместно все авторы.

Все отзывы и замечания будут приняты с благодарностью. Просим направлять их по адресу: Москва, 107174, Басманный туп. 6а, издательство «Транспорт».

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ И ОСНОВНЫЕ ПРЕДПОСЫЛКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 1

СОВРЕМЕННЫЕ ЗАДАЧИ И ТЕНДЕНЦИИ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОМАШИНОСТРОЕНИЯ

§ 1.1. Основные проблемы и направления тягового электромашиностроения

В условиях широкой электрификации и высокой грузонапряженности отечественных железных дорог исключительно важное значение имеет обеспечение надежной поездной работы электровозов и электропоездов и повышение их технико-экономических показателей.

За послевоенные годы мощность тяговых двигателей, приходящаяся на одну ось электровоза, и коэффициент ее использования при максимальной скорости электровоза увеличены более чем в два раза при одновременном снижении массы на единицу мощности в таком же соотношении.

Непрерывное увеличение мощности, улучшение регулировочных свойств и снижение массы тяговых двигателей на единицу мощности привели к высокому использованию в них активных материалов и одновременно обусловили необходимость повышения частоты вращения на 45—55%, а реактивной э. д. с. — на 15—35%.

Задачи перспективного тягового электромашиностроения будут вытекать из важнейших нучно-технических проблем дальнейшего развития электровозостроения, как основы для полной реконструкции железнодорожного транспорта на основе его электрификации.

В связи с этим научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы должны обеспечить создание и внедрение в серийное производство:

магистральных грузовых электровозов постоянного и переменного тока повышенной мощности с нагрузкой на ось до 30 тс и с максимальной скоростью 130—140 км/ч;

электровозов с бесколлекторными тяговыми двигателями и рекуперативным торможением;

электровозов с групповым тяговым приводом;

электровозов с повышенными энергетическими показателями и надежностью для работы в условиях Севера;

пассажирских электровозов с максимальной скоростью 200—250 км/ч, а для специальных участков и более.

Отечественные электровозы выходят на мировой рынок. Обеспечение необходимой конкурентоспособности наших электровозов на мировом рынке ставит неотложную задачу дальнейшего снижения массы тяговых двигателей и повышения их технико-экономических показателей, что приведет к дальнейшему повышению их коммутационной, тепловой и механической напряженностей. Задача здесь в том, чтобы не допустить снижения надежности их работы.

Роль тяговых электродвигателей постоянного и пульсирующего токов в электрической тяге пока остается определяющей. Достоинством двигателей пульсирующего тока является питание их от собственного трансформатора, установленного на локомотиве, что позволяет создавать двигатели не на определенное, заданное сетью напряжение, а на такое, чтобы тяговые двигатели были наиболее легкими, компактными и обладали лучшими эксплуатационными свойствами.

Однако питание двигателей пульсирующим током утяжеляет и без того напряженный процесс коммутации. Необходимость улучшения его заставляет применять дополнительные меры: полную или частичную шихтовку остова, рациональное шунтирование обмотки главных полюсов, обязательное применение компенсационной обмотки, составных щеток и т. д.

Среди известных путей повышения коммутационной стойкости машин обнадеживающим является создание тяговых двигателей с беспазовым якорем, реактивная э. д. с. у которых существенно меньше, чем у обычных машин. Уже построены и находятся в опытной эксплуатации электровозы и электропоезда, оборудованные такими двигателями.

Наличие на локомотиве трансформатора с широким диапазоном регулирования выходного напряжения дает возможность отказаться от перегруппировки тяговых двигателей, применить постоянное параллельное соединение их, что позволяет лучше использовать локомотив по сцеплению.

Двигатели постоянного и пульсирующего токов с последовательным возбуждением в основном удовлетворяют требованиям тяги, однако существуют режимы их работы, в которых возникают нежелательные явления, как, например, разносное боксование.

Применение независимого возбуждения двигателей позволяет получить для них почти любые статические характеристики и избежать отмеченного явления. Решение этой проблемы позволит существенно повысить использование сцепного веса электровоза.

Определенное улучшение работы тяговых двигателей может быть достигнуто также применением смешанного их возбуждения.

Освоение и внедрение системы импульсного регулирования напряжения позволит осуществить плавный безреостатный пуск и изменение частоты вращения двигателей, а также торможение их с отдачей энергии в сеть. Однако при этом появится та же пульсация тока и магнитного потока, что и в двигателях пульсирующего тока, но в большей степени.

Резюмируя изложенное о двигателях постоянного и пульсирующего токов, можно сказать, что главным недостатком их является наличие

коллектора. Именно с ним связаны трудности работы машин в коммутационном и потенциальном отношениях, сложность конструкции машины, надежность ее работы и сравнительно высокие затраты в сферах производства и эксплуатации.

Сказанным объясняется желание освободить тяговый двигатель от коллектора. Осуществление этого желания в наши дни при чрезвычайно быстром развитии полупроводниковой техники становится реальным. Уже разработаны и выполнены опытные экземпляры вентильного и асинхронного двигателей.

На надежность работы тяговых двигателей большое влияние оказывает система их подвешивания. Применяемая чаще других на отечественных электровозах опорно-осевая подвеска, хотя и проста по конструкции и обслуживанию, имеет существенные недостатки, которые характеризуются высоким уровнем динамического воздействия на все элементы конструкции тяговых двигателей.

В этой связи неотложной задачей является разработка и внедрение в производство тяговых двигателей с опорно-рамным подвешиванием, которое позволит снизить уровень вибрации, тряски и ударов, воздействующих на элементы конструкции, что в свою очередь значительно уменьшит механические напряжения, улучшит механические факторы, влияющие на коммутацию двигателей, позволит снизить массу двигателей без уменьшения коэффициентов запаса прочности основных их узлов.

Техническое решение этой задачи должно осуществляться созданием тяговых двигателей как с индивидуальным, так и с групповым приводом, т. е. с мономоторными тележками.

Мощность двигателей отечественных электровозов постоянного и переменного токов по условиям вписывания их между колесными парами при осевой подвеске уже достигла 850—900 кВт.

Применение мономоторных тележек даст возможность дальнейшего повышения мощности тяговых двигателей. Например, французские электровозы с мономоторными тележками имеют мощность более 1100 кВт на каждую ось для вождения грузовых и пассажирских поездов и в том числе высокоскоростных при одновременном улучшении использования сцепного веса.

Положительные результаты эксплуатации электровозов с мономоторными тележками получены во Франции, Венгрии, Японии. Предполагается, что для мономоторных тележек наиболее прогрессивным явится дисковое исполнение тягового двигателя, позволяющее лучше использовать активное пространство и вписывать машины большей мощности. Вопрос этот исследуют.

Организация скоростного движения уже сейчас требует создания линейного двигателя и поисковые работы в этом направлении ведутся.

Не менее важное значение будут иметь работы в области дальнейшего повышения качественных характеристик изоляционных материалов, электротехнических сталей, коллекторной меди, электрощеток и подшипников качения.

§1.2. Условия работы тяговых двигателей магистральных электровозов и электропоездов

Проектирование тяговых двигателей осложняет прежде всего то, что они должны быть размещены в стесненном пространстве, ограниченном габаритами приближения подвижного состава к пути, расстоянием между колесными центрами и другими элементами экипажа.

Тяговые двигатели эксплуатируются в значительно более тяжелых условиях по сравнению со стационарными машинами. Двигатели должны работать исправно на высоте до 1200 м над уровнем моря при самых различных климатических условиях в интервале температур окружающей среды от —50 до +40° С и при большой ее нестабильности. Кроме того, качество воздуха, прогоняемого через машину, может быть очень различным. Здесь играют роль его влажность, засоленность (для областей приморья в жаркие месяцы) и степень запыленности. Все это необходимо учитывать при выборе изоляции элементов машины. Пыль ускоряет износ подшипниковых узлов, способствует возникновению круговых огней на коллекторе, уменьшает поверхностное сопротивление изоляционных покровов, ведя к перекрытиям по поверхности, и пр.

Достаточно сложна обстановка с напряжением, под которым работает двигатель. Согласно техническим условиям допускается колебание напряжения от 2200 до 4000 В на участках постоянного тока и от 17,5 до 29 кВ на участках переменного тока. По характеру работы двигатель загружается крайне неравномерно и должен обладать высокой перегрузочной способностью. Ток при трогании электровоза достигает $(1{,}4 \div 1{,}45)\ I_\infty$ со скоростью нарастания $5{,}5 \cdot 10^3$ А/с. При переходе на ослабленное возбуждение бросок тока равен $(1{,}1 \div 1{,}3)\ I_\infty$, а скорость его нарастания $(3 \div 4)\ 10^3$ А/с.

Наконец, приходится учитывать то, что при максимально допустимых скоростях движения локомотивов динамические силы в узлах тягового двигателя могут достигать $(15 \div 25)\ g$ при опорно-осевой подвеске двигателя и $(2 \div 4)\ g$ при опорно-рамной.

§ 1.3. Существующий порядок и проблемы оптимального проектирования тяговых двигателей

Из рассмотренного материала следует, что тяговые электродвигатели необходимо создавать в зависимости от очень многих факторов и ограничений.

Перечисленные выше требования противоречивы, так как стремление наиболее полно удовлетворить одному из них приводит к невыполнению других. В этих условиях, очевидно, необходим комплексный учет всех требований. Такой подход к решению задачи является основной трудностью проектирования, особенно если учесть, что каждое из требований предстает перед проектировщиком в своем многодетальном и многоцелевом конкретном выражении.

Для решения любого из вопросов проекта каждый инженер-проектировщик, как правило, в своем распоряжении имеет не один путь, а несколько. Это обусловливает крайнюю необходимость продуманно и осторожно сочетать детали решения. Несомненно, требуются солидный опыт, проницательная интуиция и изобретательность, чтобы увязать многосторонние и противоречивые требования и условия наилучшим образом.

Согласно установившейся практике проектирование тягового двигателя начинают с установления передаточного числа редуктора, предварительного расчета основных размеров двигателя, выполнения эскиза машины и ее электромагнитного расчета.

Нужные в наше время мощности тяговых двигателей достаточно велики (200—230 кВт для моторных вагонов и 800—900 кВт на ось для электровозных), поэтому для них характерны очень большие токовые, магнитные и механические нагрузки. Это делает современные железнодорожные тяговые двигатели по существу машинами «предельной мощности».

Расчет электрических машин вообще и тяговых в частности — задача в значительной мере неопределенная, аналогичная решению одного уравнения со многими неизвестными. Это приводит к тому, что целым рядом величин при проектировании приходится задаваться. Практика тягового электромашиностроения установила возможные, рекомендуемые удельные нагрузки и создала ряд формул, ставящих одни параметры и величины машины в зависимость от других.

В соответствующих разделах книги изложены эти взаимосвязи и приемы расчета различных двигателей, а также указан общий ход расчета.

Однако, хотя изложенные в этом материале зависимости обоснованы и закономерны, они не могут охватить всего многообразия различных связей и их следует рассматривать как основные, направляющие и позволяющие лишь в первом приближении наметить исходный вариант машины.

Более того, даже это начальное решение не может быть выполнено однозначно. В самом общем случае рассматривают варианты с числом полюсов $2p = 4$ и $2p = 6$ (для двигателей опорно-осевого исполнения, а для опорно-рамного их число еще больше), машины без компенсационной обмотки и при наличии такой обмотки, с остовом литым или полностью (частично) шихтованным. Кроме того, в границах каждого из вариантов просчитывают целесообразность использования нескольких значений диаметра якоря, изменяют число пазов последнего и раскладку в них проводников обмотки якоря и т. д.

Исследуемые варианты оценивают с точки зрения технико-экономических показателей, технологичности изготовления машины, надежности ее работы и простоты обслуживания и ремонта. Ряд вариантов отпадает еще в процессе выяснения возможности вписать двигатель в данные габаритные размеры, нерациональность других выясняется в электромагнитном расчете. Некоторые варианты выполняют полностью, включая расчет коммутации, нагревания и конструктивную разработку машины.

Наметившийся рациональный вариант претерпевает еще доработку. По эскизной конструктивной разработке делают уточняющие расчеты, на основании которых вносят нужные коррективы в элементы конструкции машины. По откорректированным чертежам вновь выполняют поверочный расчет и т. д.

При реальном проектировании, особенно машин новых типов, таким образом просчитывают довольно большое число вариантов. В учебной работе придерживаться полностью указанного порядка расчета не представляется возможным, но все же не только при дипломном, но и при курсовом проектировании расчет следует вести в вариантах по диаметру якоря, числу пазов и геометрии зубцового слоя, а в некоторых случаях и по числу полюсов.

Только такой путь позволяет ощутить влияние выбора отдельных величин при проектировании на выходные показатели и параметры машины. В процессе работы широко используют чертежи выполненных двигателей и данные построенных машин.

Как видим, выявление рационального варианта проектируемого двигателя — задача сложная, требующая большого труда и затраты времени даже у опытного расчетчика. В связи с этим закономерен интерес к вопросу об использовании для выполнения этой работы ЭВМ. Задача состоит в том, чтобы на основе опыта, имеющегося в других отраслях техники, разработать научный комплексный подход, используя современную эффективную вычислительную технику. Результатом такого подхода должна явиться возможность создания оптимальных конструкций тяговых двигателей с высокими технико-экономическими показателями.

За критерий оптимальности тягового двигателя должна быть принята комплексная оценка, в которую входили бы масса двигателя, стоимость материалов, к. п. д. двигателя, его нагревание, факторы коммутационной и потенциальной напряженности.

Алгоритм оптимизационного расчета тягового двигателя должен включать выбор и расчет основных параметров якоря, его тепловой расчет, определение реактивной э. д. с., расчет и выбор меди катушек главных и добавочных полюсов, размеров сердечников этих полюсов, расчет к. п. д. и характеристик машины и пр.

Теория оптимального проектирования пока что находится в процессе становления, но основные черты ее обозначились настолько, что об этой теории уже можно говорить как о самостоятельном научном направлении. Предметом ее является рассмотрение комплексных ситуаций, в которых скрещиваются противоречивые требования проектирования и получение в этих условиях наиболее эффективного решения.

За последние годы выполнено много работ по теории проектирования тяговых двигателей, прямо или косвенно касающихся вопросов оптимизации [1]. Процесс разработки, освоения и внедрения в практику оптимального проектирования будет ускорен, если обеспечить взаимосвязь всех работ, осуществляемых в данной области.

Глава 2

ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ, ГЛАВНЫЕ РАЗМЕРЫ И ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТЯГОВЫХ МАШИН

§ 2.1. Машинная постоянная

Размеры машины, ее весовые, эксплуатационные и экономические показатели зависят в основном от главных размеров машины: диаметра якоря D_a и длины его сердечника l_a. Главные размеры связаны в основном расчетном уравнении с механическими, магнитными и токовыми нагрузками, которые характеризуются: частотой вращения n, индукцией в воздушном зазоре B_δ и линейной нагрузкой якоря током A. Основное расчетное уравнение

$$P_э = EI_a \cdot 10^{-3}, \qquad (1.1)$$

где $P_э$ — электромагнитная мощность машины, кВт;
E — электродвижущая сила (э. д. с.), В;
I_a — ток якоря, А.

Преобразуем это выражение, имея в виду следующие зависимости:

$$E = \frac{p}{a} N\Phi \frac{n}{60}; \qquad (1.2)$$

$$A = \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{N}{\pi D_a}, \qquad (1.3)$$

откуда

$$I_a = A \frac{2a\,\pi D_a}{N}; \qquad (1.3')$$

$$\Phi = B_\delta \alpha_\delta \tau l_a; \qquad (1.4)$$

$$\tau = \frac{\pi D_a}{2p}, \qquad (1.5)$$

где p — число пар полюсов машины;
a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря;
D_a — диаметр якоря, м;
l_a — длина сердечника якоря, м;
N — общее число активных проводников обмотки якоря;
Φ — магнитный поток в воздушном зазоре машины под одним полюсом, Вб;
B_δ — расчетная индукция в воздушном зазоре, Т;
A — линейная нагрузка якоря током, А/м;
τ — полюсное деление, м;
α_δ — расчетное полюсное перекрытие;
n — частота вращения якоря, об/мин.

Подставив величины (1.2), (1.3′), (1.4) и (1.5) в (1.1), получим основное расчетное уравнение

$$P_э = \alpha_\delta A B_\delta v_a \pi D_a l_a 10^{-3}, \qquad (1.6)$$

где v_a — окружная скорость якоря, м/с:

$$v_a = \pi D_a n/60. \qquad (1.7)$$

Выражение (1.6) с учетом (1.7) может быть представлено в виде

$$\frac{D_a^2 l_a n}{P_э} = \frac{6 \cdot 10^3}{\alpha_\delta B_\delta A}. \qquad (1.6')$$

Правую часть последнего выражения можно считать величиной постоянной, так как для машин данного типа значения полюсного перекрытия α_δ, индукции в воздушном зазоре B_δ и линейной нагрузки якоря током A изменяются в относительно узких пределах.

В силу сказанного величина C_A, определяемая выражением

$$\frac{D_a^2 l_a n}{P_э} = \frac{6 \cdot 10^3}{\alpha_\delta B_\delta A} = C_A, \qquad (1.6'')$$

носит название «машинной постоянной Арнольда».

Это название несколько условно, так как значения α_δ, B_δ и A подвержены, строго говоря, некоторому изменению. Кроме того, выражение (1.6″) является достаточно определенным лишь для какого-либо одного отношения длины якоря l_a к полюсному делению τ, однако эта формула играет в электромашиностроении весьма важную роль, устанавливая общую зависимость главных размеров машины от удельных нагрузок.

Из рассмотрения левой части этого уравнения следует, что оно оценивает «объемный» расход материала $D_a^2 l_a$ на единицу мощности $P_э$.

§ 2.2. Удельные нагрузки якоря

Предварительные замечания. Из выражений (1.6), (1.6′) и (1.6″) следует, что для получения наибольшей электромагнитной мощности машины, т. е. наилучшего использования ее объема, удельные нагрузки (A, B_δ и v_a) желательно иметь по возможности бóльшими. Однако чрезмерные значения A и B_δ могут привести к недопустимым нагревам машины, а их неудачное соотношение — к нерациональным технико-экономическим показателям двигателя.

Окружная скорость якоря v_a и связанная с ней окружная скорость коллектора $v_к$ (пропорционально квадрату которых растут центробежные силы, действующие на проводники обмотки якоря и коллекторные пластины) не могут быть больше определенных значений, обеспечивающих механическую прочность машины. Поэтому остановимся на установлении перечисленных величин.

Линейная нагрузка якоря током. Линейная нагрузка A определяет прежде всего *удельную тепловую нагрузку цилиндрической поверхности якоря* $p_{э\,уд}$, характеризующуюся электрическими потерями, приходящимися на 1 см² его цилиндрической поверхности.

Действительно, сопротивление обмотки якоря, Ом, для ее части, уложенной в пазах сердечника якоря длиной l_a см, равно

$$r'_a = \rho \frac{N l_a}{100 q_a (2a)^2},$$

где ρ — удельное сопротивление материала обмотки, Ом · мм²/м;
q_a — площадь поперечного сечения проводника, мм²;
$2a$ — число параллельных ветвей обмотки.

Искомая удельная тепловая нагрузка

$$p_{э\,уд} = \frac{I_a^2 r'_a}{\pi D_a l_a} = \frac{I_a I_a \rho N l_a}{\pi D_a l_a \cdot 100 q_a 2a\, 2a},$$

где I_a — полный ток якоря, А.

Так как

$$\frac{I_a}{2a} \cdot \frac{N}{\pi D_a} = A, \text{ а } \frac{I_a}{2a q_a} = j_a,$$

выражение $p_{э\,уд}$ примет вид

$$p_{э\,уд} \equiv \frac{\rho}{100} A j_a,$$

или, так как $\rho/100 = \text{const}$,

$$p_{э\,уд} \equiv A j_a,$$

где j_a — плотность тока в обмотке якоря, А/мм².

От величины $A j_a$ зависит нагревание обмотки якоря, поэтому ее называют *тепловым фактором*. Он оценивает нагревание обмотки лишь приближенно, так как не учитывает добавочные потери в меди и греющее влияние потерь в стали сердечника якоря. Практикой тягового электромашиностроения установлены следующие допустимые значения величины $A j_a$ применительно к номинальному часовому режиму работы [2] двигателей с независимой вентиляцией:

U, В	Класс изоляции B	Класс изоляции F
До 1000	2700/3200*	3600/4000
» 1650	2400/3000	3200/3600
» 3300	2000/2750	3000/3250

* В числителе — для горизонтальной укладки проводников, в знаменателе — для вертикальной.

При вертикальной укладке проводников в пазу (укладка «плашмя») тепловой фактор $A j_a$ допускается бóльшим потому, что в этом случае лучше отвод тепла от меди обмотки к стенкам паза из-за меньшего количества изоляционного материала в направлении теплового потока. Под вертикальной укладкой проводников в пазу понимают размеще-

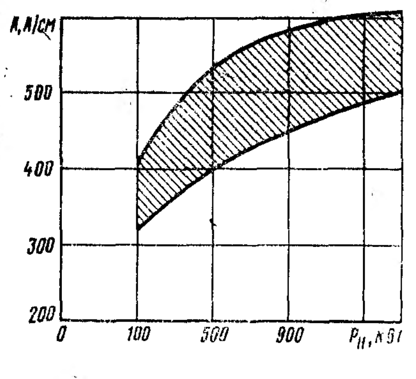


Рис. 1.1.

ние проводников обмотки один над другим, причем проводник широкой стороной кладут поперек паза, а узкой — по его высоте (см. рис. 2.12, *в*).

Под горизонтальной укладкой проводников в пазу понимают размещение их рядом, узкими сторонами по ширине паза (см. рис. 2.12, *а*, *б*).

Для машин с самовентиляцией тепловой фактор выбирают меньшим на 25% в связи с меньшей эффективностью вентиляции.

При установлении отдельных сомножителей выражения Aj_a прежде всего по рис. 1.1 выбирают линейную нагрузку якоря током A. Правильный ее выбор важен потому, что от нее зависят нагрев обмотки якоря и значение реактивной э. д. с., т. е. степень трудности коммутации, и, наконец, намагничивающая сила якоря по поперечной оси, осложняющая работу машины в потенциальном отношении.

При более теплостойких изоляциях (классы F, H) могут быть использованы бо́льшие значения A. Их можно иметь и для машин с бо́льшим диаметром якоря. Это связано с тем, что при бо́льших D_a можно делать более глубокие пазы для обмотки без чрезмерного уменьшения толщины ножки зубцов, а это и приводит к большему току на 1 см длины окружности якоря.

Выбранные таким образом значения теплового фактора Aj_a и линейной нагрузки A позволяют определить допустимую плотность тока в обмотке якоря:

$$j_a = Aj_a/A, \qquad (1.8)$$

равную 6—8 А/мм². Меньшие значения принимают при изоляции класса B, бо́льшие — при классах изоляции F и H. Эти значения плотности тока j_a, как и значения теплового фактора Aj_a, являются предварительными. Для их проверки выполняют тепловой расчет машины.

Индукция в воздушном зазоре B_δ. Из рис. 1.2, где приведено одно зубцовое деление машины шириной t_1 и зубом шириной в головке b_{z1}, ясно, что так как $b_{z1} < t_1$, то один и тот же магнитный поток обусловит индукцию в зубце B_z бо́льшую, чем в воздушном зазоре B_δ.

Рис. 1.2

Индукцию в зубцах ограничивают, так как от нее зависят потери в их стали, к. п. д. двигателя, нагрев зубцов, а следовательно, и обмотки якоря, расположенной

в пазах между ними. Кроме того, бо́льшая индукция B_z обусловливает и бо́льшую B_δ. Растут магнитные напряжения этих участков магнитной цепи, а следовательно, н. с. главных полюсов, размеры и масса их катушек. Таким образом, ставится условие не превышать индукцию в зубцах B_z [см. формулу (2.55)], а это в свою очередь ограничивает индукцию в воздушном зазоре B_δ.

Представление о величине B_δ дает рис. 1.3 зависимости B_δ ($P_н$) при различных частотах перемагничивания стали якоря $f = pn/60$. Чем больше частота f, тем больше потери в стали, и для ограничения их тем меньшую индукцию в зубцах B_z, а следовательно, и в воздушном зазоре B_δ следует допускать.

Рис. 1.3

Окружная скорость якоря v_a. Увеличение окружной скорости якоря (ее желательно иметь по возможности большей) ограничивается прежде всего значениями допускаемых механических напряжений в деталях крепления якорной обмотки — бандажах и клиньях, а также в элементах коллектора, окружная скорость которого связана с v_a.

Второй фактор, ограничивающий v_a, — коммутационная стойкость машины. Чем больше v_a, тем больше, как известно, реактивная э. д. с. в коммутируемых секциях и тем труднее ее компенсировать, т. е. обеспечить безыскровую работу щеток на коллекторе.

От окружной скорости коллектора, а следовательно, и от v_a зависит качество работы щеток на коллекторе, а также износ и нагревание коллектора.

Расчеты всех упомянутых величин будут изложены в соответствующих разделах книги. Здесь же отметим те максимальные значения окружных скоростей, которые не следует превышать.

Максимальная окружная скорость якоря

$$v_{a\,max} \leqslant 65 \div 70 \text{ м/с}, \qquad (1.9)$$

то же коллектора

$$v_{к\,max} \leqslant 50 \div 55 \text{ м/с}. \qquad (1.9')$$

Расчет машин ведут применительно к их номинальному режиму, и в выражении (1.6) должна фигурировать окружная скорость якоря для этого номинального режима $v_{aн}$.

Связь между скоростями v_{max} и $v_{ан}$ определяется техническими условиями на проектирование локомотива, отношением максимальной скорости его движения v_{max} к номинальной скорости $v_н$, т. е.

$$v_{ан} = v_{a\,max} \frac{v_н}{v_{max}}. \tag{1.10}$$

В заключение отметим, что значения всех перечисленных величин A, B_δ и v_a не являются, конечно, незыблемыми и предельными. С улучшением применяемых материалов — электротехнической стали, меди коллектора и изоляции, с интенсификацией вентиляции, дальнейшей рационализацией геометрии машин в целом и их элементов, а также с совершенствованием технологии их изготовления значения этих величин претерпевают соответствующие изменения.

§ 2.3. Расчетная полюсная дуга и расчетный коэффициент полюсного перекрытия

Вследствие того что воздушный зазор между поверхностью сердечника якоря и наконечником главного полюса обычно увеличивается по мере приближения к краям последнего (рис. 1.4, *а*), индукция в зазоре машины распределена неравномерно: под краями полюсного наконечника она меньше, чем под его серединой (рис. 1.4, *б*, кривая *1*). Кривая *1* показывает распределение индукции в зазоре машины при холостом ходе и при гладком якоре; учет его зубчатого строения будет сделан позже.

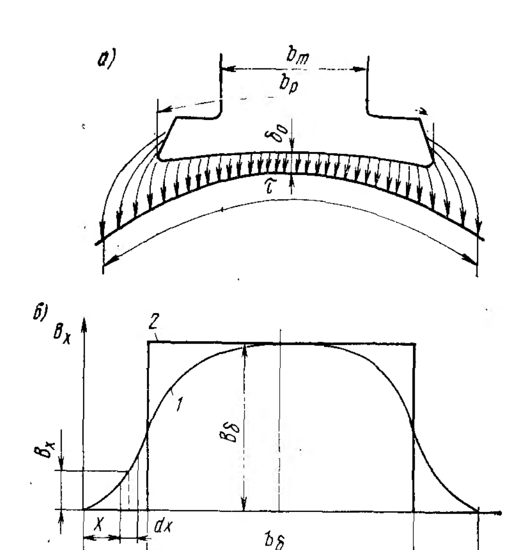


Рис. 1.4

Как известно, площадь S, ограниченная этой кривой и осью абсцисс,

$$S = \int_0^\tau B_x\,dx,$$

является мерилом магнитного потока полюса Ф.

Для удобства расчетов эту криволинейную фигуру заменяют равновеликим прямоугольником *2*, за высоту которого принимают максимальное значение индукции B_δ под серединой полюса. Значение B_δ называется *расчетной индукцией в воздушном зазоре машины*, так как по ней ведут расчет магнитной цепи машины.

Основание такого прямоугольника

$$b_\delta = \int_0^\tau B_x\,dx / B_\delta \tag{1.11}$$

называют *расчетной полюсной дугой*.

Удобство указанной замены очевидно: расчеты ведут по определенному в границах всей дуги b_δ неизменному значению индукции B_δ.

Однако для установления по выражению (1.11) значения b_δ надо иметь в своем распоряжении кривую *1* действительного распределения индукции под полюсом. Найти ее можно по картине магнитного поля в машине. Как ее строить, изложено в § 5.3. Описанный там способ — самый надежный и точный, но он достаточно трудоемок и требует определенного навыка. Поэтому инженерная практика использует обычно прием, хотя и несколько менее точный, но более простой и требующий меньшей затраты времени.

Заключается он в следующем. Опыт электромашиностроения показывает, что расчетная полюсная дуга b_δ находится в достаточно постоянном соотношении с полюсным делением τ, т. е. b_δ/τ изменяется в очень узких и достаточно определенных границах. Отношение это обозначают

$$\alpha_\delta = b_\delta / \tau \tag{1.12}$$

и называют *расчетным коэффициентом полюсного перекрытия*.

Знание величины α_δ позволяет оценивать значение расчетной полюсной дуги b_δ в долях полюсного деления τ:

$$b_\delta = \alpha_\delta \tau.$$

Долголетняя практика тягового электромашиностроения установила рациональные значения α_δ, которыми задаются при проектировании машин:

$$\left.\begin{array}{l} \text{для машин без компенсационной обмотки} \\ \qquad\qquad \alpha_\delta = 0{,}62 \div 0{,}68; \\ \text{для компенсированных машин } \alpha_\delta = 0{,}64 \div 0{,}72. \end{array}\right\} \tag{1.13}$$

То, что у компенсированных машин полюсное перекрытие α_δ может быть бо́льшим, чем у некомпенсированных, объясняется следующим. У краев полюсного наконечника (см. рис. 1.4, *а*) имеется некоторое «распушение» магнитного потока (краевой эффект), которое тем больше, чем больше воздушный зазор. У машин без компенсационной обмотки воздушный зазор неравномерный, достигающий у краев полюсного наконечника больших значений, порядка 10—12 мм, и отмеченное «распушение» потока оказывается весьма значительным. Воздушный зазор у компенсированных машин равномерный, сравнительно небольшой — порядка 4—6 мм, и эффект «распушения» потока здесь значительно меньше. Это значит, что магнитный поток в последнем случае занимает более узкую зону на поверхности якоря и уменьшается вероятность проникновения его в зону коммутации.

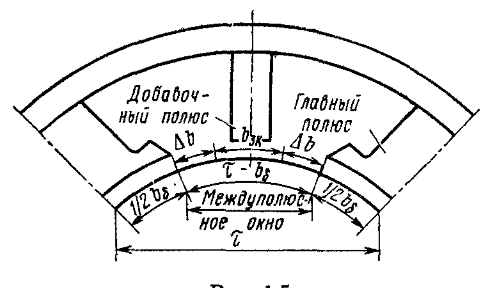


Рис. 1.5

Это и позволяет иметь в компенсированных машинах несколько бо́льшую расчетную полюсную дугу b_δ, а следовательно, и большее значение α_δ.

При выборе полюсного перекрытия α_δ в указанных пределах (1.13) следует иметь в виду, что значение его можно назначать тем бо́льшим, чем больше диаметр якоря машины D_a и меньше число полюсов ее $2p$, так как при этом растет абсолютная величина междуполюсного окна $\tau - b_\delta$ (рис. 1.5), т. е. в большей мере снимаются ограничения, о которых говорилось выше.

Однако было бы неосторожно выбирать α_δ в рекомендуемых пределах произвольно. Этот выбор следует подчинить требованию, чтобы поток главных полюсов не проникал в зону коммутации $b_{зк}$, размер которой установлен в § 10.1.

Обращаясь к рис. 1.5, имеем

$$(\tau - b_\delta) - b_{зк} = 2\Delta b, \qquad (1.14)$$

где Δb — расстояние между краями коммутационной зоны $b_{зк}$ и расчетной полюсной дуги b_δ,

откуда

$$b_\delta = \tau - b_{зк} - 2\Delta b. \qquad (1.14')$$

Опыт учит, что для того, чтобы поле главных полюсов не проникало в коммутационную зону, расстояние Δb должно быть не менее зубцового деления t_1, т. е.

$$\Delta b > t_1. \qquad (1.15)$$

Зубцовое деление

$$t_1 = \pi D_a / Z,$$

где Z — число пазов якоря, устанавливаемое по данным § 7.3.

Учитывая это, переписываем формулу (1.14) в виде

$$(\tau - b_\delta) - b_{зк} > 2t_1,$$

или

$$\frac{(\tau - b_\delta) - b_{зк}}{2t_1} > 1, \qquad (1.16)$$

и расчетная полюсная дуга определяется выражением

$$b_\delta \leqslant \tau - b_{зк} - 2t_1. \qquad (1.16')$$

По другому критерию исходят из того, что междуполюсное окно $\tau - b_\delta$ (см. рис. 1.5) должно быть таким, чтобы зона коммутации $b_{зк}$, определенная по формуле (2.114), составляла не более 55% его, т. е. чтобы выдержано было соотношение

$$\frac{b_{зк}}{\tau - b_\delta} < 0{,}55, \qquad (1.17)$$

или с учетом формулы (1.12)

$$\frac{b_{зк}}{\tau(1 - \alpha_\delta)} < 0{,}55. \qquad (1.18)$$

Из выражения (1.17) следует, что

$$b_\delta < \tau - \frac{b_{зк}}{0{,}55}. \qquad (1.17')$$

Выражения (1.16′) и (1.17′) помогают устанавливать целесообразные значения b_δ, а следовательно, и α_δ, однако окончательно и точно их можно выявить из картины магнитного поля способами, изложенными в § 5.3 и 5.4, которые учитывают и проявление реакции якоря, и форму наконечников главных и добавочных полюсов.

§ 2.4. Уравнения вращающего момента

Электромагнитный момент, кгс · м

$$M_э = P_э / \Omega, \qquad (1.19)$$

где $P_э$ — электромагнитная мощность, Вт:

$$P_э = I_a E = I_a \frac{p}{a} N\Phi \frac{n}{60};$$

Ω — угловая частота вращения, $с^{-1}$:

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60}. \qquad (1.20)$$

Подставив значения этих величин в формулу (1.19), получим

$$M_э = \frac{pN}{2\pi a} I_a \Phi. \qquad (1.21)$$

Если мощность выражать в кВт, то выражение (1.19) для электромагнитного момента в кгс · м приобретает вид

$$M_э = 974\, P_э / n, \qquad (1.22)$$

а выражение (1.21)

$$M_э = \frac{pN}{9{,}81 \cdot 2\pi a} I_a \Phi. \qquad (1.23)$$

Заменяя в последнем уравнении I_a по формуле (1.3′), а Φ — по формулам (1.4) и (1.5), получим электромагнитный момент, кгс · м.

$$M_э = 0{,}16\, \alpha_\delta B_\delta A (D_a^2 l_a). \qquad (1.24)$$

Из этого выражения следует известное положение о том, что размеры машины $(D_a^2 l_a)$ определяются не мощностью ее, а электромагнитным моментом $M_э$.

§ 2.5. Весовые и технико-экономические показатели тяговых двигателей

Технико-экономические показатели позволяют делать укрупненную оценку расхода активных материалов на электрическую машину данного типа. В общем электромашиностроении существует ряд таких показателей:

1. Упомянутая выше «машинная постоянная Арнольда» C_A [см. формулу (1.6″)].

2. Выше было отмечено, что размеры машины, а следовательно, и ее масса зависят от вращающего момента. А. Е. Алексеев [2] показал, что в качестве технико-экономического показателя следует использовать «производную массу машины» $m_д/M_н^{3/4}$, кг/(кгс · м). Величину $M_н^{3/4}$ называют «удельным вращающим моментом».

3. Коэффициент Балдвина ψ. Этот показатель учитывает, что экономичную машину спроектировать тем труднее, чем больше соотношение частот вращения $n_{max}/n_н$:

$$\psi = \frac{P_н}{m_д} \frac{n_{max}}{n_н}. \qquad (1.25)$$

Следует отметить, что для современных электровозных тяговых двигателей, к которым предъявляется требование развивать весьма значительные мощности в области высоких скоростей, в качестве технико-экономического показателя, наилучшим образом характеризующего двигатель с учетом особенностей его работы, может быть использован критерий, предложенный Г. В. Василенко, дающий отношение общей массы тягового двигателя $m_д$ к приведенному вращающему моменту $M_{пр}$, с учетом работы в режиме наибольшей развиваемой мощности при максимальной частоте вращения:

$$\kappa_{тэ} = \frac{m_д}{M_{пр}} = \frac{m_д}{M_н \kappa_v \kappa_и}, \qquad (1.26)$$

где $\kappa_v = n_{max}/n_н$ — соотношение частот вращения;
$\kappa_и$ — коэффициент использования мощности при v_{max} [см. формулу (1.44)].

Величину $\kappa_{тэ}$ следует иметь возможно меньшей. У современных электровозных двигателей пульсирующего тока эта величина ≈ 2.

Масса мощного тягового двигателя опорно-осевого исполнения может быть оценена по эмпирической формуле [4]

$$m_д = \frac{40}{\sqrt{p}} D_a^2 l_a + 0{,}2. \qquad (1.27)$$

Здесь $m_д$ выражена в т; D_a и l_a — в м.
При опорно-рамном исполнении двигателя слагаемого 0,2 нет.

§ 2.6. Теоретически оптимальная ширина паза якоря

От геометрии зубцового слоя якоря при определенных токовой и магнитной его нагрузках зависит мощность, которая может быть реализована якорем определенных размеров. В литературе [5, 6 и 7] освещен ряд методов, посвященных этому вопросу.

Остановимся на одном из них [5]. Исходим из того, что глубина паза уже намечена и необходимо отыскать рациональную его ширину. В выражении (1.6) для электромагнитной мощности машины в кВт

$$P_э = \alpha_\delta A B_\delta v_a \pi D_a l_a \, 10^{-3}$$

произведение $\pi D_a l_a$, стоящее в правой части равенства, определяет площадь рабочей поверхности якоря, поэтому при уже выбранном значении α_δ произведение остальных сомножителей определяет мощность в кВт на 1 см² площади поверхности якоря, т. е. удельную мощность

$$p_{уд} = A B_\delta v_a \, 10^{-3}. \qquad (1.28)$$

Задача теперь состоит в отыскании условия, при котором величина $p_{уд}$ максимальна. Чтобы ввести в уравнение (1.28) геометрические размеры паза, выразим через них величины A и B_δ. Обозначим: t_1 — зубцовое деление на поверхности якоря, см; $t_з$ — то же по дну пазов, см; $h_м$ — высота меди проводника обмотки в пазу якоря, см; $b_{из}$ — полная толщина изоляции по ширине паза, см; j_a — плотность тока в обмотке якоря, А/мм²; $B_{zэ}$ — индукция в ножке зубца, Т; $b_п$ — ширина паза, см.

Линейная нагрузка якоря, А/см

$$A = \frac{2h_м (b_п - b_{из}) j_a \cdot 100}{t_1}. \qquad (1.29)$$

Тепловой фактор

$$A j_a = \frac{200 h_м (b_п - b_{из})}{t_1} j_a^2,$$

откуда

$$j_a = \sqrt{\frac{A j_a t_1}{200\, h_м (b_п - b_{из})}}.$$

С учетом последнего выражение (1.29) примет вид

$$A=\frac{200\,h_{м}\,(b_{п}-b_{из})}{t_1}\sqrt{\frac{Aj_a\,t_1}{200\,h_{м}\,(b_{п}-b_{из})}}=$$

$$=\sqrt{\frac{200\,h_{м}\,(b_{п}-b_{из})\,Aj_a}{t_1}}. \qquad (1.30)$$

Индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta=B_{z3}\,\frac{l_{ст}}{l_a}\cdot\frac{t_3-b_{п}}{t_1}, \qquad (1.31)$$

где $l_{ст}$ — длина стали сердечника якоря;

$$l_{ст}=\kappa_{с}l_a;$$

здесь $\kappa_{с}$ — коэффициент заполнения сердечника якоря сталью.

С учетом (1.30) и (1.31) выражение (1.28) примет вид

$$p_{уд}=\sqrt{\frac{200\,h_{м}\,(b_{п}-b_{из})\,Aj_a}{t_1}}\,B_{z3}\,\frac{l_{ст}}{l_a}\cdot\frac{t_3-b_{п}}{t_1}\,v_a. \qquad (1.32)$$

Для намеченной высоты паза h_z и меди $h_{м}$ максимум значения $p_{уд}$ находим дифференцированием этого выражения по переменной $b_{п}$ и приравниванием этой производной нулю:

$$\frac{dp_{уд}}{db_{п}}=-\sqrt{b_{п}-b_{из}}+\frac{1}{2}\cdot\frac{t_3-b_{п}}{\sqrt{b_{п}-b_{из}}}=0,$$

откуда оптимальная ширина паза

$$b_{по}=\frac{t_3+2b_{из}}{3}. \qquad (1.33)$$

Здесь

$$t_3=\pi\,(D_a-2h_z)/Z;$$

$$b_{из}=0{,}4\,u_{к}+b'_{из},$$

где $u_{к}$ — число проводников по ширине паза;

$b'_{из}$ — толщина корпусной изоляции по ширине паза. Значения $b'_{из}$ в зависимости от напряжения $U_{д}$ следующие:

$U_{д}$, В...	500—800	800—1200	1200—2000	2000—3000
$b'_{из}$, мм...	2,0	2,5	3,0	4,0

Как видим, вывод, приводящий к формуле (1.33), устанавливает оптимальное соотношение между шириной паза $b_{п}$ и шириной ножки зуба t_3.

От найденной таким образом оптимальной ширины паза в процессе дальнейшего расчета приходится отступать, так как этот метод дает лишь грубо приближенные решения, ибо анализируемые уравнения не охватывают все многообразие факторов, которые сами зачастую поддаются лишь приближенному определению.

Несмотря на сказанное, установление подобной теоретически оптимальной ширины паза полезно как первое приближение. Окончательное решение задачи о геометрическом очертании и размерах паза следует искать в сравнении результатов вариантов расчета.

§ 2.7. Напряжения сети и на зажимах двигателя, число полюсов машины и мощность на пару полюсов

При системе тяги постоянного тока $U_{с}=3000$ В, а на зажимах двигателя $U_{д}=1500$ В. При системе переменного тока $U_{с}=25$ кВ, а наличие на локомотиве трансформатора позволяет иметь напряжение на зажимах двигателя наиболее рациональное — порядка 750—1000 В, которое является и корпусным напряжением. Снижение корпусного напряжения позволяет применять более тонкую изоляцию проводов обмотки якоря, улучшая заполнение его активного слоя медью, повышая отвод от нее тепла, что дает возможность уменьшать диаметр якоря D_a, а следовательно, радиальные размеры и массу всего двигателя.

Большую роль играет и напряжение на зажимах двигателя $U_{д}$ и число его полюсов $2p$. Из выражения $K=2pU_{д}/e_{ср}$ следует, что при данном значении $e_{ср}$ уменьшение $U_{д}$ позволяет иметь меньшее число коллекторных пластин K, а следовательно, меньшие диаметры коллектора $D_{к}$, якоря D_a и радиальные размеры и массу всей машины.

Больше того, при уменьшении $U_{д}$ можно, не превышая допустимого значения $e_{ср}$, увеличить число полюсов машины с $2p=4$ до $2p=6$.

Шестиполюсные машины обладают перед четырехполюсными следующими преимуществами. Снижается в $6/4=1{,}5$ раза магнитный поток полюса, а следовательно, во столько же раз толщина остова и сердечника якоря, что уменьшает радиальные размеры и массу всей машины, уменьшаются и аксиальные размеры двигателя, так как уменьшается полюсное деление $\tau=\frac{\pi D_a}{2p}$, а следовательно, вылеты обмотки якоря. Уменьшается, кроме того, рабочая длина коллектора, так как снижается в 1,5 раза ток щеток одного щеткодержателя. Ориентировочно при переходе от $2p=4$ к $2p=6$ масса всего двигателя уменьшается на 7—10%, а масса его меди — до 30%.

Следует отметить и тот факт, что остов машины с $2p=6$ может быть выполнен рационально только круглым, что обусловливает простоту и технологичность его изготовления.

Катушки главных полюсов, изогнутые по радиусу внутренней расточки такого остова, хорошо к нему прилегают, улучшая этим отвод тепла от них, снижая их нагрев.

Однако шестиполюсным двигателям присущи и некоторые недостатки. Наличие при $2p=6$ большего числа щеток увеличивает потери на коллекторе и его нагрев. Отметим также, что в шестиполюсных машинах возникают бо́льшие трудности с размещением и конструктивным выполнением щеточного аппарата и увеличивается трудоемкость и стоимость изготовления машины. Из изложенного видно, что в ряде случаев целесообразно выполнять сравнительные вариантные расчеты машин с $2p=4$ и $2p=6$.

Все сказанное касается собственно двигателя. Но напряжение оказывает влияние не только на двигатель. При более высоком напряжении на зажимах уменьшается также ток пускорегулирующей аппаратуры и кабельной проводки локомотива, что снижает расход дефицит-

ного и дорогостоящего цветного металла, массу и стоимость всего локомотива в целом.

Следовательно, вопрос о выборе напряжения — задача весьма многогранная и в такой комплексной постановке является самостоятельной технико-экономической проблемой, выходящей за рамки данной книги, однако некоторые соображения, могущие помочь ориентироваться в рассматриваемом вопросе при наметке вариантов возможных решений, приводятся ниже.

Как уже упоминалось, одновременно намечают как номинальное напряжение $U_д = U_н$, так и мощность на пару полюсов $P_н/p$ и число полюсов двигателя $2p$. Мощность двигателя, кВт

$$P_н = U_н I_н \eta_{дн} 10^{-3}, \tag{1.34}$$

где $\eta_{дн}$ — к. п. д. двигателя.

Используя выражения

$$I_н = 2ai_a; \quad \frac{i_a N}{\pi D_a} = A; \quad N = 2Kw_c; \quad t'_к = \frac{\pi D_a}{K},$$

ток представим в виде

$$I_н = \frac{aAt'_к}{w_c}. \tag{1.35}$$

Подставив выражение (1.35) в (1.34) и поделив обе части равенства на число пар полюсов p, получим

$$\frac{P_н}{p} = U_н \frac{aAt'_к}{pw_c} \eta_{дн} \cdot 10^{-3}. \tag{1.36}$$

При петлевой обмотке ($a = p$) и одновитковых секциях ($w_c = 1$) с учетом того, что при современных теплостойких изоляциях линейная нагрузка током $A = 400 \div 600$ А/см, коллекторное деление, приведенное к поверхности якоря, обычно равно $t'_к = 0{,}55 \div 0{,}7$ см, а среднее значение $\eta_{дн} = 0{,}93$, по формуле (1.36) получим

$$P_н/p = (0{,}25 \div 0{,}39)\, U_н. \tag{1.37}$$

На основании выражения (1.37) на рис. 1.6 построена зависимость $P_н/p = f(U_н)$, дающая некоторую ориентировку в рассматриваемом вопросе. Более подробно можно найти сведения в литературе [8].

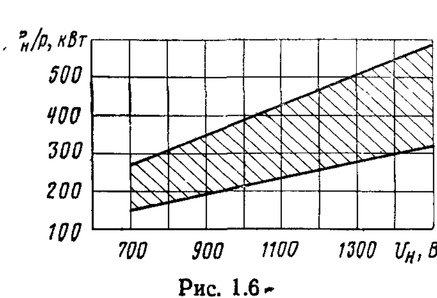


Рис. 1.6

Некоторое облегчение при выборе напряжения приносит довольно распространенное мнение, что оптимальное значение напряжения, обеспечивающее наиболее рациональное распределение токовых и магнитных нагрузок двигателя, может быть оценено по правилу «одноомного двигателя» [8], у которого

$$U_н = I_н = \sqrt{P_н \cdot 10^3}, \tag{1.38}$$

а следовательно, эквивалентное сопротивление

$$R_э = U_н / I_н = 1 \text{ Ом}. \tag{1.39}$$

Опыт проектирования тяговых двигателей и дальнейшие исследования этого вопроса [8] показали, что «одноомный двигатель» рационален лишь в диапазоне мощностей 650—1000 кВт.

Обращаясь к опыту зарубежной практики, можно отметить, что, по данным фирмы Alsthom [8], для двигателей пульсирующего тока наивыгоднейшие напряжения следующие:

При	мощности	двигателя	750 кВт . . .	750—900 В
»	»	»	1450 » . . .	1000—1100 »

Обычными являются следующие числа полюсов двигателей: для моторвагонных двигателей $2p = 4$; для электровозных двигателей с опорно-осевой подвеской при питании непосредственно от сети (напряжении на зажимах $U_д = 1500$ В) $2p = 4$; для электровозных двигателей в опорно-осевом исполнении, но при питании от регулируемого трансформатора $2p = 4$ и $2p = 6$, причем при мощности 800—900 кВт преимущественно $2p = 6$ (чаще всего здесь целесообразно проведение вариантных расчетов); для двигателей мощных ($P_н \geqslant 1500$ кВт) опорно-рамного исполнения $2p = 8$ и выше.

Глава 3

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОВОЗОВ И РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 3.1. Коэффициенты использования мощности и регулируемости тяговых двигателей

Одно из основных требований, предъявляемых к электровозам, — необходимость использования их мощности в весьма широком диапазоне скоростей движения вплоть до максимально возможных. Особенно остро эта необходимость возникла тогда, когда в СССР началась электрификация равнинных железных дорог.

Обратимся к установлению количественных соотношений, имеющих место при решении этой задачи.

Наибольшее тяговое усилие F_{max}, которое может быть реализовано каждой из колесных пар электровоза, зависит от давления на ось П и максимального значения коэффициента тяги ψ_{max} при данной скорости движения:

$$F_{max} = \psi_{max} П.$$

Коэффициент тяги с увеличением скорости уменьшается; максимально реализуемое тяговое усилие в зависимости от скорости представлено на рис. 1.7 кривой ab. Идеализируя вопрос, можно сказать,

что максимальная мощность, которая может быть реализована одной колесной парой, или, что то же, тяговым двигателем, соответствует точке b диаграммы с координатами v_{max} и F_{max}, т. е. что

$$P_{max} = \frac{F_{max}\, v_{max}}{367\, \eta_з},$$

где $\eta_з$ — к. п. д. зубчатой передачи и моторно-осевых подшипников.

В реальной обстановке дело обстоит иначе. Максимальная сила тяги реализуется обычно лишь при разгоне поезда и при движении с установившейся скоростью $v_р$ на расчетном подъеме и, таким образом, максимально реализуемые сила тяги и мощность определяются на диаграмме некоторой точкой c (см. рис. 1.7).

Оптимальным решением задачи использования локомотива служила бы возможность реализации этой его мощности при всех скоростях движения, т. е. соблюдение условия

$$Fv = F_{max}\, v_р = P = \text{const},$$

при котором локомотив был бы «машиной постоянной мощности», а характеристика $F(v)$ (кривая cd) — гиперболой.

Удовлетворить это требование полностью электровозостроение не может, но к возможному приближению его реализации стремится. В наше время мощность тяговых двигателей при наибольшей скорости движения составляет около 0,70—0,80 номинальной мощности.

Регулировочные свойства двигателя оцениваются *коэффициентом регулируемости*, к установлению которого и переходим.

В соответствии со сказанным мощность тягового двигателя должна устанавливаться по силе тяги $F_{v max}$, нужной при заданной максимальной скорости движения v_{max}.

Отношение

$$\kappa_v = v_{max}/v_н \qquad (1.40)$$

максимальной скорости движения к номинальной выясняют предварительными расчетами, а при проектировании тяговых двигателей оно служит величиной заданной; κ_v называют *коэффициентом регулируемости по скорости*.

В таком же соотношении находятся и частоты вращения двигателя: максимальная n_{max} и номинальная $n_н$, откуда

$$n_н = n_{max}/\kappa_v. \qquad (1.41)$$

Величину n_{max} устанавливают при расчете двигателя по допустимому значению окружной скорости якоря (1.9). Из выражения (1.41) следует, что чем больше κ_v, тем меньше $n_н$ и

Рис. 1.7

при данной мощности двигателя больше его вращающий момент, а следовательно, и габаритные размеры и масса машины. Отсюда ясно, с какой осторожностью следует подходить к назначению величины κ_v, вносимой в задание на проектирование тяговых двигателей.

Реализации больших тяговых усилий в области высоких скоростей достигают максимальным уменьшением *степени возбуждения двигателя*, т. е. величины

$$\beta_{min} = I_{в\,min}/I_a, \qquad (1.42)$$

где I_a — ток в цепи якоря;
$I_{в\,min}$ — минимально допустимый ток в обмотке возбуждения.

Кроме того, этого достигают и уменьшением насыщения машины, оцениваемого *коэффициентом насыщения*

$$\kappa_н = F_в/F_\delta, \qquad (1.43)$$

где $F_в$ — н. с. обмоток возбуждения;
F_δ — магнитное напряжение воздушного зазора.

О возможных значениях β_{min} и $\kappa_н$ будет сказано ниже, а сейчас рассмотрим вопрос использования мощности двигателя, введя понятие *коэффициента использования мощности* или *коэффициента регулирования мощности*:

$$\kappa_и = P_{v\,max}/P_н. \qquad (1.44)$$

Пренебрегая разницей в значениях к. п. д. при этих режимах работы и принимая неизменным напряжение на зажимах двигателя, выражение (1.44) можно заменить на

$$\kappa_и \approx I_{v\,max}/I_н. \qquad (1.44')$$

Если для проектирования заданы номинальная $v_н$ и максимальная v_{max} скорости движения локомотива и тяговые усилия $F_н$ и F_{max} при этих скоростях, то коэффициент использования мощности представляют в виде

$$\kappa_и = \frac{F_{v\,max}}{F_н} \cdot \frac{v_{max}}{v_н}. \qquad (1.44'')$$

Пренебрегая падением напряжения в обмотках двигателя, получим

$$U \approx E = c_E n\Phi = \text{const}, \qquad (1.45)$$

где c_E — постоянная, зависящая от параметров двигателя, диаметра круга катания бандажей колесных пар и передаточного числа зубчатых колес.

При изменении скорости движения с $v_н$ до v_{max} магнитный поток машины изменится с $\Phi_н$ до $\Phi_{v\,max}$, причем с учетом выражений (1.40) и (1.45) будет справедливо выражение

$$\frac{v_{max}}{v_н} = \frac{\Phi_н}{\Phi_{v\,max}} = \kappa_v. \qquad (1.46)$$

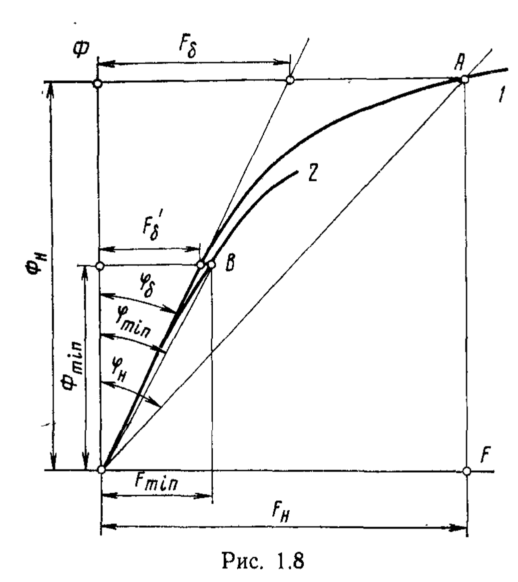


Рис. 1.8

Зависимость Ф (F) при работе машины со степенью возбуждения $\beta_н$ (с постоянным шунтированием обмотки возбуждения двигателей пульсирующего тока) показана на рис. 1.8 кривой *1*, а при режиме работы с минимальной степенью возбуждения β_{min} — кривой *2*. На этих кривых отмечены точки: A — с координатами $F_н$ и $Ф_н$; B — с координатами $F_{min} = F_{v max}$ и $Ф_{min} = Ф_{v max}$. Свяжем эти координаты выражениями:

$$F_н = \beta_н I_н w_в = Ф_н \operatorname{tg} \varphi_н;$$

$$F_{min} = \beta_{min} I_{v\,max} w_в = Ф_{min} \operatorname{tg} \varphi_{min},$$

где $w_в$ — число витков обмотки возбуждения (главных полюсов).

Разделив второе уравнение на первое и поделив числитель и знаменатель полученного выражения на $\operatorname{tg}\varphi_\delta$, получим

$$\frac{I_{v\,max}}{I_н} \cdot \frac{\beta_{min}}{\beta_н} = \frac{Ф_{min}}{Ф_н} \cdot \frac{\frac{\operatorname{tg}\varphi_{min}}{\operatorname{tg}\varphi_\delta}}{\frac{\operatorname{tg}\varphi_н}{\operatorname{tg}\varphi_\delta}},$$

откуда

$$\frac{I_{v\,max}}{I_н} = \frac{Ф_{min}}{Ф_н} \cdot \frac{\beta_н}{\beta_{min}} \cdot \frac{\frac{\operatorname{tg}\varphi_{min}}{\operatorname{tg}\varphi_\delta}}{\frac{\operatorname{tg}\varphi_н}{\operatorname{tg}\varphi_\delta}}. \qquad (1.47)$$

На основании выражения (1.46) $\frac{Ф_{min}}{Ф_н} = \frac{1}{\kappa_v}$, а из рис. 1.8:

$$\frac{F_{min}}{F'_\delta} = \frac{\operatorname{tg}\varphi_{min}}{\operatorname{tg}\varphi_\delta} = \kappa'_н; \qquad (1.48)$$

$$\frac{F_н}{F_\delta} = \frac{\operatorname{tg}\varphi_н}{\operatorname{tg}\varphi_\delta} = \kappa_н, \qquad (1.49)$$

где $\kappa'_н$ — коэффициент насыщения при работе с минимальной степенью возбуждения;

$\kappa_н$ — то же при номинальном режиме работы.

Выражения (1.46)—(1.49) с учетом (1.44′) позволяют представить коэффициент использования мощности в виде

$$\kappa_н \approx \frac{I_{v\,max}}{I_н} = \frac{\beta_н \kappa'_н}{\beta_{min} \kappa_v \kappa_н}. \qquad (1.50)$$

Для электровозов с собственной выпрямительной установкой и регулируемым трансформатором напряжение, подводимое к двигателю, может быть различным, повышаясь при переходе к работе с максимальной скоростью с $U_н$ до U_{max}.

Вводя это уточнение в выражение (1.50), получим

$$\kappa_и \approx \frac{I_{v\,max}}{I_н} = \frac{\beta_н \kappa'_н U_{max}}{\beta_{min} \kappa_н \kappa_v U_н}. \qquad (1.50')$$

Величина $\kappa_v = v_{max}/v_н$ задана техническими условиями на проектирование электровоза. Номинальная степень возбуждения $\beta_н$ и соотношение напряжений $U_{max}/U_н$ определены принятой электрической схемой. Коэффициент насыщения при режиме максимальной скорости близок к единице, так как точка на магнитной характеристике, ему соответствующая, близка к начальной прямолинейной части последней; обычно $\kappa'_н = 1{,}0 \div 1{,}1$. Эта величина подвержена весьма малым изменениям, и в расчетах ее можно принимать постоянной.

Сгруппировав все перечисленные величины вместе, придадим выражению (1.50′) вид

$$\kappa_и = \frac{P_{v\,max}}{P_н} \approx \frac{I_{\beta\,min}}{I_н} = \left[\frac{1}{\beta_{min} \kappa_н}\right] \left[\frac{\beta_н \kappa'_н}{\kappa_v} \cdot \frac{U_{max}}{U_н}\right]. \qquad (1.50'')$$

Отсюда видим, что регулировочную способность, обусловленную свойствами собственно тягового двигателя и влияющую на использование мощности электровоза, оценивает величина

$$\kappa_р = 1/(\beta_{min} \kappa_н), \qquad (1.51)$$

которую можно назвать *коэффициентом регулируемости двигателя*. Он, как видим, обусловлен минимально возможной степенью возбуждения машины β_{min} и коэффициентом насыщения $\kappa_н$ при номинальном режиме работы двигателя.

Эти положения отмечались и ранее, но установленное выражение (1.51), давая аналитическую зависимость между названными величинами, позволяет нужным образом вести расчет двигателя. Ниже изложены соображения по установлению величин $\kappa_н$ и β_{min}.

§ 3.2. Коэффициент насыщения машины и факторы, его определяющие

Предварительные замечания. Для увеличения коэффициента регулируемости двигателя $\kappa_р$ приходится решать вопрос об уменьшении коэффициента насыщения $\kappa_н$. Решение этой задачи удобно выполнять применительно к диаграмме «воздушный зазор — стальные

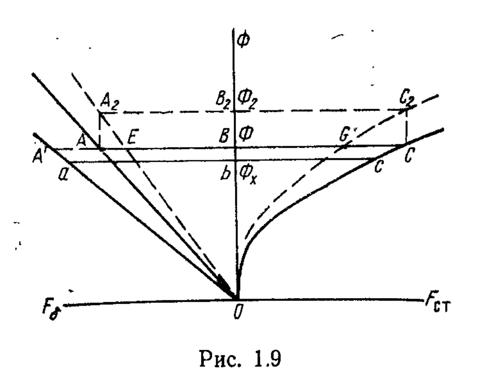


Рис. 1.9

участки магнитной цепи машины» (рис. 1.9), на которой в левом квадранте строят прямые зависимости потока Ф от магнитного напряжения воздушного зазора F_δ, а в правом — кривые зависимости потока Ф от магнитного напряжения на стальных участках машины $F_{ст} = F_z + F_a + F_m + F_j$, где F_z, F_a, F_m и F_j — магнитные напряжения соответственно зубцового слоя, ярма якоря, сердечников полюсов и ярма остова.

Будем исходить из того, что нужное значение магнитного потока Ф предыдущим расчетом уже установлено и изменению не подлежит. В исходном варианте при величине воздушного зазора δ на рис. 1.9:

$$\Phi = OB;\ F_\delta = AB;\ F_{ст} = BC;\ F_в = AC \text{ и } \kappa_н = \frac{F_в}{F_\delta} = \frac{AC}{AB}.$$

Уменьшение коэффициента насыщения увеличением воздушного зазора машины. Увеличим воздушный зазор с величины δ до δ′. Для сохранения при этом магнитного потока Ф = OB магнитное напряжение воздушного зазора F_δ надо увеличить с $F_\delta = AB$ до $F'_\delta = A'B$.

При этом н. с. машины увеличится на

$$\Delta F = A'B - AB = A'A = F'_\delta - F_\delta = F_\delta \frac{\delta'}{\delta} - F_\delta = F_\delta\left(\frac{\delta'}{\delta} - 1\right). \quad (1.52)$$

Коэффициент насыщения $\kappa'_н$ при новом значении δ′ с учетом формулы (1.52) равен

$$\kappa'_н = \frac{A'C}{A'B} = \frac{F'_в}{F'_\delta} = \frac{F_в + \Delta F}{F'_\delta} = \frac{F_в + F_\delta\left(\frac{\delta'}{\delta} - 1\right)}{F_\delta \frac{\delta'}{\delta}} =$$

$$= \frac{\frac{F_в}{F_\delta} + \frac{\delta' - \delta}{\delta}}{\frac{\delta'}{\delta}} = \frac{\kappa_н \delta + \delta' - \delta}{\delta'}. \quad (1.53)$$

Увеличение воздушного зазора, ослабляя воздействие н. с. якоря на основное поле машины, обусловливает увеличение коэффициента устойчивости

$$\kappa_у = \frac{F_\delta + F_z}{\alpha_\delta F_{aq}}, \quad (1.54)$$

где $F_{aq} = \frac{\tau}{2} A$ — намагничивающая сила якоря;
F_z — магнитное напряжение зубцового слоя.

Так как н. с. главных полюсов увеличилась в f раз, где

$$f = \frac{F_в + \Delta F}{F_в} = 1 + \frac{F_\delta}{F_в}\left(\frac{\delta'}{\delta} - 1\right) = \frac{\kappa_н \delta + \delta' - \delta}{\kappa_н \delta},$$

во столько же раз увеличится коэффициент устойчивости $\kappa_у$. В связи с этим минимальная степень возбуждения может быть во столько же раз уменьшена, т. е. сделана равной:

$$\beta'_{min} = \frac{\beta_{min}}{f} = \frac{\beta_{min} \kappa_н \delta}{\kappa_н \delta + \delta' - \delta}. \quad (1.55)$$

В результате же уменьшения коэффициента насыщения и минимальной степени возбуждения коэффициент регулируемости с учетом выражений (1.53) и (1.55) увеличится до значения

$$\kappa'_р = \frac{1}{\kappa'_н \beta'_{min}} = \frac{1}{\kappa_н \beta_{min}} \cdot \frac{\delta'}{\delta} = \kappa_р \frac{\delta'}{\delta}. \quad (1.56)$$

Из изложенного следует, что *при изменении воздушного зазора под главными полюсами, но с сохранением магнитного потока коэффициент регулируемости двигателя* $\kappa_р$, *а следовательно, и коэффициент использования мощности* $\kappa_и$ *при максимальной скорости изменяются прямо пропорционально изменению воздушного зазора.*

Уменьшение коэффициента насыщения машины изменением индукции в стали ее магнитной цепи. Воздействие на коэффициент насыщения $\kappa_н$ изменением индукции в стали магнитной цепи машины исследуем также по диаграмме «воздушный зазор — стальные участки» (см. рис. 1.9). Если при неизменной н. с. $F_в = AC$, для которой магнитный поток Ф = OB, увеличить активные осевые размеры машины с l_{a1} до l_{a2}, то магнитный поток увеличится до $\Phi_2 = OB_2$, а прямая OA и кривая OC займут положения соответственно OA_2 и OC_2.

Ординаты их точек увеличены по сравнению с исходными в отношении l_{a2}/l_{a1}. Если одновременно уменьшить н. с. машины с $A_2C_2 = AC$ до EG, то магнитный поток Ф = OB останется неизменным, а так как сечения элементов магнитной цепи увеличены ($l_{a2} > l_{a1}$), индукция в них будет меньше и сталь окажется менее насыщенной. Нетрудно заметить, что коэффициент насыщения при этом $\kappa'_н = EG/EB$ меньше коэффициента насыщения исходного режима $\kappa_н = AC/AB$ (имеем в виду машины насыщенные). Таким образом, коэффициент насыщения уменьшился в отношении

$$\frac{\kappa'_н}{\kappa_н} = \frac{EG \cdot AB}{EB \cdot AC}. \quad (1.57)$$

Уменьшение н. с. $F_в$ со значения AC до EG приводит одновременно к снижению коэффициента устойчивости с

$$\kappa_у \approx \frac{F_в}{\alpha_\delta F_{aq}} = \frac{AC}{\alpha_\delta F_{aq}}$$

до

$$\kappa_y' \approx \frac{F_в}{\alpha_\delta F_{aq}} = \frac{EG}{\alpha_\delta F_{aq}},$$

т. е. в отношении

$$\frac{\kappa_y'}{\kappa_y} \approx \frac{EG}{AC}. \quad (1.58)$$

Отношение AB/EB в формуле (1.57) в соответствии с диаграммой (см. рис. 1.9) близко к единице, в силу чего сопоставление выражений (1.57) и (1.58) позволяет написать

$$\frac{\kappa_y'}{\kappa_y} \approx \frac{\kappa_н'}{\kappa_н}. \quad (1.59)$$

Следовательно, с уменьшением коэффициента насыщения ($\kappa_н' < \kappa_н$) приблизительно в той же мере уменьшается и коэффициент устойчивости ($\kappa_y' < \kappa_y$). Поэтому, чтобы восстановить устойчивость машины, приходится увеличивать значение β_{min}. В результате коэффициент регулируемости двигателя $\kappa_р = 1/(\kappa_н\beta_{min})$ изменяется столь мало, что практически повышения использования мощности двигателя таким путем достигнуть нельзя.

Из всего изложенного следует, что для обеспечения нужного использования мощности двигателя следует соответственным образом установить размер воздушного зазора машины δ. Более подробный анализ этого вопроса дан в [3].

Глава 4

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ ДВИГАТЕЛЯ И МЕРЫ, ЕЕ ОБЕСПЕЧИВАЮЩИЕ

§ 4.1. Круговой огонь на коллекторе и причины, его вызывающие

Под круговым огнем понимается, как известно, мощная электрическая дуга на коллекторе, перебрасывающаяся, как правило, и на заземленные части машины, сопровождающаяся ослепительным пламенем и сильным звуковым эффектом. Это одна из наиболее тяжелых аварий с тяговыми двигателями, требующая серьезного ремонта машины вплоть до полной перемотки якоря, проточки его коллектора и пр.

Задача расчетчика и конструктора предотвратить возможность возникновения кругового огня на коллекторе, обеспечив достаточную потенциальную и коммутационную устойчивость двигателя.

Причин возникновения кругового огня две: недопустимое искрение щеток и превышение допустимого значения максимальных межламельных напряжений.

Природа возникновения кругового огня описана в [11, 12, 13, 14, 15, 16]. Напомним, что одна теория основной причиной считает искрящие щетки, а другая — недопустимо большие максимальные межламельные напряжения.

Искрение щеток, помимо причин механического и технологического характера, обусловливается неудовлетворительным протеканием процесса коммутации.

Расчет коммутации и добавочных полюсов изложен в главе 10.

Каков бы ни был механизм появления кругового огня, наличие больших межламельных напряжений, т. е. повышенная потенциальная напряженность, — необходимый фактор его возникновения.

Следовательно, прежде всего должны быть установлены значения максимальных межламельных напряжений e_{max}, которые не следует превышать.

В § 3.1 было показано, что для повышения регулируемости тяговых двигателей приходится прибегать к реализации работы двигателей с минимально возможной степенью возбуждения β_{min}. Это приводит к увеличению тока якоря, а следовательно, к усилению действия поперечной реакции якоря, т. е. к повышению потенциальной напряженности двигателя. Таким образом, предопределять степень потенциальной устойчивости двигателя следует применительно к этому наиболее трудному режиму его работы с наименьшим возбуждением. Это заставляет думать о минимально возможном значении β_{min}.

Наконец, приходится учитывать обстановку, в которой протекает воздействие поперечной н. с. якоря F_{aq} на поле полюсов. Здесь различают протекание этого явления в двигателях компенсированных и без компенсационной обмотки. В последнем случае прибегают к устройству неравномерных воздушных зазоров, зависящих от формы полюсных наконечников. Возникает вопрос о типах воздушных зазоров под главными полюсами и о приемах расчета кривых распределения индукций под ними, позволяющих выявлять значения максимальных индукций B_{max} и место, где они возникают, что необходимо для суждения о максимальных межламельных напряжениях e_{max}. Ниже рассмотрены все упомянутые вопросы.

§ 4.2. Критерий потенциальной устойчивости двигателя

Ряд авторов дают хотя несколько разнящиеся, но достаточно близкие значения допускаемых максимальных межламельных напряжений.

Так, А. Е. Алексеев [2] считает допустимым при толщине изоляции между коллекторными пластинами $\Delta_{из} = 0{,}8 \div 1{,}2$ мм

$$e_{max} = 37 \div 40 \text{ В}. \quad (1.60)$$

А. Б. Иоффе [15] оперирует весьма близкими, но более дифференцированными данными:

$\Delta_{из}$, мм	0,8	1,0	1,2	(1.61)
e_{max}, В	35—37	37—40	40—43	

Отмечая, кроме того, что при $\Delta_{из} = 1,5$ мм, можно, по-видимому, допускать $e_{max} = 46 \div 48$ В.

В развитии дуги на коллекторе играет роль не только межламельное напряжение e_{max}, но и напряжение на погонный сантиметр длины окружности коллектора ε_{max}. Нужно, чтобы

$$\varepsilon_{max} \leqslant 85 \div 95 \text{ В/см}. \quad (1.62)$$

Эти значения не должны превышаться при самых неблагоприятных условиях, т. е. при наибольшем напряжении в контактной сети, равном $U_{c\,max}$ (ГОСТ 6962—54).

А. С. Курбасов [14] считает, что не следует превышать значений

$$e_{max} = 33 \div 35 \text{ В}. \quad (1.63)$$

Б. Г. Каменецкий [16] приводит следующие данные:

$\Delta_{из}$, мм	e_{max}, В	ε_{max}, В/см	
0,8	32—35	65—75	(1.64)
1,0	34—38	70—80	
1,2	38—42	80—90	

Ориентируясь при расчетах на бо́льшие значения e_{max} (1.64), следует иметь в виду меньшие значения ε_{max}.

Приведенные данные относятся к тяговым двигателям.

Для вспомогательных машин максимальное межламельное напряжение допускают большее, до

$$e_{max} = 60 \div 70 \text{ В}. \quad (1.65)$$

Это объясняется тем, что многовитковые секции малого сечения вспомогательных машин обладают значительно бо́льшим сопротивлением, чем одновитковые большего сечения тяговых двигателей, что существенно ограничивает ток в секциях при случайном закорачивании соседних коллекторных пластин токопроводящими мостиками. Вспышки от сгорания этих мостиков меньше, меньше и вероятность развития их в круговой огонь.

Еще раз подчеркиваем, что приведенные максимальные напряжения могут вызывать вспышки на коллекторе. Для поддержания уже зажженной дуги достаточно межламельное напряжение [13]

$$e = 25 \div 28 \text{ В}. \quad (1.66)$$

Выше упоминалось, что потенциальная устойчивость двигателя должна обеспечиваться даже при самых трудных режимах его работы (при β_{min}).

Современное тяговое электромашиностроение реализует следующие значения β_{min}:

$$\left.\begin{array}{ll}\text{для машин без компенсационной обмотки} & \beta_{min} = 0,4 \div 0,3;\\ \text{для компенсированных машин} & \beta_{min} = 0,15 \div 0,10.\end{array}\right\} \quad (1,67)$$

Эти цифры дают лишь общее представление о порядке величины β_{min}. При расчете двигателя β_{min} устанавливают в увязке с допустимым значением e_{max}, коэффициентом устойчивости магнитного поля κ_y и параметрами воздушного зазора (см. § 4.6 и 12.4).

§ 4.3. Ограничение искажающего действия поперечной реакции якоря созданием рациональиой формы полюсного наконечника

Наиболее радикальным способом борьбы с проявлением реакции якоря является, как известно, устройство в машине компенсационной обмотки, расчет которой будет дан в § 9.2. В этом случае воздушный зазор под главными полюсами делают равномерным (рис. 1.10, *а*).

Здесь остановимся на втором способе подавления действия поперечной реакции якоря, осуществляемом соответствующим выбором воздушного зазора и приданием рациональной формы наконечнику главного полюса. Идея его заключается в том, что увеличивают магнитное сопротивление участка магнитной цепи, по которому замыкается поток поперечной реакции якоря. Так как элементом наибольшего сопротивления этого участка является воздушный зазор, то его и назначают нужного размера. Так как поперечная н. с. якоря нарастает от середины полюса к его краям, то и сопротивление воздушного зазора делают тем больше, чем дальше рассматриваемое место под полюсом удалено от его осевой линии. Другими словами, воздушный зазор выполняют не равномерным, а увеличивающимся при переходе от середины полюса к краям полюсного наконечника.

Такие неравномерные воздушные зазоры могут быть трех типов: частично расходящийся (рис. 1.10, *б*), эксцентричный (рис. 1.10, *в*, сплошная линия) и клинообразный (штриховая линия).

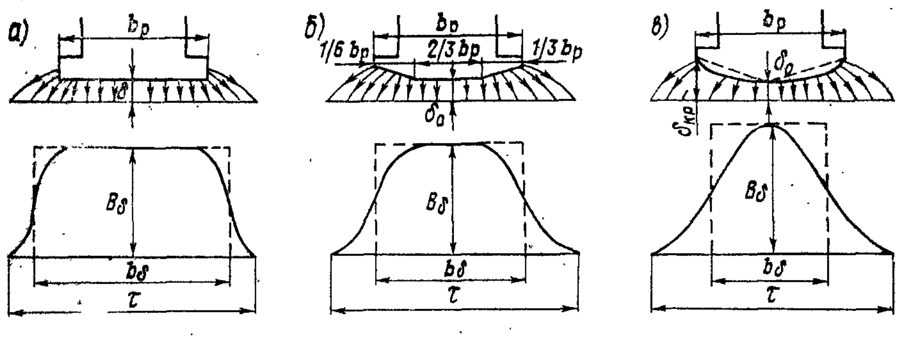


Рис. 1.10

Неравномерные воздушные зазоры, кроме их очертания, характеризуются еще соотношением размеров зазора у края полюса $\delta_{кр}$ и под серединой его δ_0.

Отношение $\delta_{кр}/\delta_0$ называется раскрытием воздушного зазора. Оно колеблется обычно в границах

$$\delta_{кр}/\delta_0 = 2 \div 4. \quad (1.68)$$

На рис. 1.10, *а* приведен *равномерный воздушный зазор*, где $\delta_{гл} = \delta_{кр} = \delta_0$, раскрытие $\delta_{кр}/\delta_0 = 1$. Применяется он, как отмечалось, лишь в компенсированных машинах и здесь упомянут для общности рассмотрения.

В § 2.3 были установлены понятия о расчетной полюсной дуге b_δ и расчетном полюсном перекрытии α_δ. Поскольку здесь идет речь о реальном полюсном наконечнике, уместно ввести понятие о *действительной* (конструктивной) *полюсной дуге* $b_р$ (см. рис. 1.4) и *действительном геометрическом полюсном перекрытии* $\alpha = b_р/\tau$.

Благодаря краевому эффекту (некоторому «распушению» магнитного потока) у краев полюсного наконечника (см. рис. 1.4, *а*), вообще говоря, $b_р \neq b_\delta$.

Связь между b_δ и $b_р$ в общем виде может быть представлена так

$$b_\delta = b_р \pm m\delta, \quad (1.69)$$

где m — коэффициент, зависящий от типа воздушного зазора.

При равномерном воздушном зазоре $m = 2$ и

$$b_\delta = b_р + 2\delta. \quad (1.70)$$

При частично расходящемся зазоре (см. рис. 1.10, *б*), при котором средняя часть полюсного наконечника на протяжении $^2/_3\ b_р$ очерчена концентрично с поверхностью якоря радиусом $\frac{D_a}{2} + \delta$, а края на длине $^1/_6\ b_р$ — прямыми линиями так, что зазор у краев увеличен до $\delta_{кр}$, причем $\delta_{кр}/\delta_0 = 2$, можно принимать $m = 0$, т. е. считать, что

$$b_\delta = b_р. \quad (1.71)$$

При расходящихся воздушных зазорах (эксцентричном или клинообразном) раскрытие может иметь разные значения ($\delta_{кр}/\delta_0 = 2 \div 4$), что не позволяет установить сколько-нибудь надежно сомножитель m. Чаще всего расчетная полюсная дуга оказывается меньше конструктивной — $b_\delta < b_р$. Это иллюстрируется рис. 1.10, *в*. Несмотря на то, что под серединой полюса из-за малого зазора δ_0 индукция достаточно большая, в связи с постепенным увеличением зазора к краям до $\delta_{кр}$ она резко уменьшается.

Замена площади, ограниченной осью абсцисс и кривой распределения индукции под полюсом, площадью равновеликого прямоугольника, высота которого определяется индукцией B_δ под серединой полюса, определяет его основание $b_\delta < b_р$.

Единственным способом надежного выявления зависимости между b_δ и $b_р$ в этом случае является построение кривой распределения индукции в воздушном зазоре машины по картине магнитного поля в нем. Способ построения картины поля излагается в § 5.2.

Обращаясь к решению задачи, поставленной в названии данного параграфа, укажем, что практический интерес заключается в установлении того, каково при данном типе воздушного зазора максимальное межламельное напряжение e_{max} и в каком месте на коллекторе оно находится.

Эта задача, строго говоря, должна решаться также построением кривой распределения индукции по картине поля в зазоре машины. Работа эта (см. § 5.2) требует достаточного опыта, весьма кропотлива и трудоемка. Задачу эту можно также решать при помощи модели воздушного зазора, вырезанного из бумаги, с нанесенным на нее токопроводящим слоем. Но все это достаточно сложно, особенно если учесть, что при расчете машины выполняют обычно очень большое число сравнительных вариантов.

В силу сказанного инженерная практика предпочитает пользоваться более простыми и быстрыми методами расчета, дающими, однако, приемлемую точность. Ниже изложен подобный расчет, позволяющий аналитически выявлять и величину e_{max}, и место на коллекторе, где оно возникает.

Так как обычно используют эксцентричный и частично расходящийся зазоры, то применительно к ним и ведем дальнейшее изложение.

Наконец, следует напомнить, что при расчете электрических машин всегда оперируют с неизменным расчетным воздушным зазором под полюсом. Так как решается задача, связанная с наличием неравномерных зазоров, возникает необходимость установить способ перехода от зазора действительного очертания к эквивалентному ему равномерному, расчетному.

Таковы задачи дальнейшего изложения материала.

§ 4.4. Аналитическое определение воздушного зазора в любой точке под полюсом при любой форме полюсного наконечника

Эксцентричный воздушный зазор (рис. 1.11). Полюсный наконечник очерчен радиусом $R_р = O'b$ из центра O', смещенного по осевой линии полюса на величину эксцентриситета ε относительно центра якоря с радиусом R_a.

Зависимость воздушного зазора δ_x от его местоположения относительно осевой линии полюса $\delta_x(x)$ описывается применительно к рис. 1.11 выражением

$$\delta_x = \delta_0 \left[1 + \left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1\right)\left(\frac{2x}{b_р}\right)^2\right]. \quad (1.72)$$

Эта формула и позволяет определить воздушный зазор δ_x в любой точке x при эксцентрично очерченном наконечнике по величинам $b_р$, $\frac{\delta_{кр}}{\delta_0}$ и δ_0.

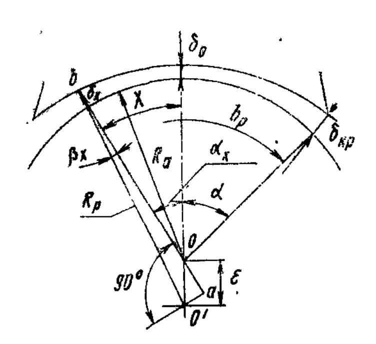


Рис. 1.11

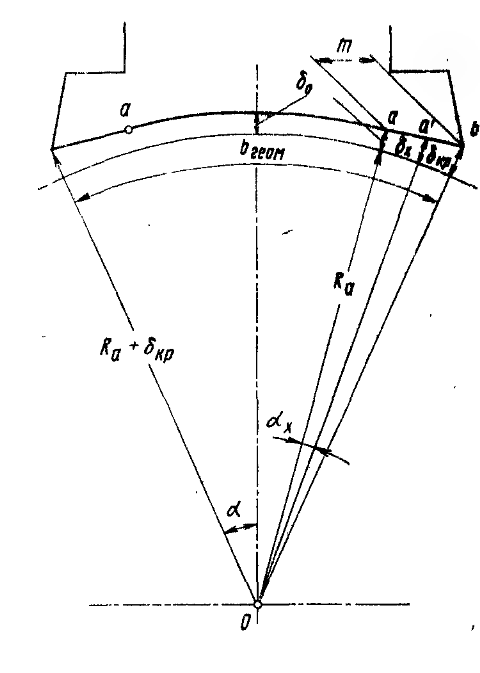


Рис. 1.12

Хотя при выводе этой формулы сделаны некоторые допущения, погрешность при пользовании ею не превышает 1—2%, что для практических целей вполне допустимо [17].

Частично расходящийся воздушный зазор (рис. 1.12). Такой зазор образован дугой длиной aa, очерченной радиусом $R_a + \delta_0$ из центра O, из которого описана и внешняя окружность якоря. В границах этой дуги зазор один и тот же и равен δ_0, а, начиная с точек a, увеличивается к краям полюса до величин $\delta_{кр}$, причем эти участки полюсного наконечника очерчены прямыми линиями. В границах последних участков воздушный зазор определяют как $\delta_x = Oa' - R_a$. После некоторых упрощений и необходимых преобразований искомая величина будет

$$\delta_x = \delta_0 \left[1 + \left(\frac{x}{m} \right)^2 \left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1 \right) \right], \qquad (1.73)$$

где m — длина (в тангенциальном направлении) неравномерной части воздушного зазора: $m = \kappa b_р/2$.

Значения коэффициента κ для удобства пользования приведены на рис. 1.13 при $p = 2$ и $p = 3$ в виде кривых зависимости κ от раскрытия $\delta_{кр}/\delta_0$.

Рис. 1.13

§ 4.5. Расчетный эквивалентный воздушный зазор

Под *расчетным эквивалентным воздушным зазором* понимается такой равномерный зазор $\delta_э$, при котором при данном значении магнитного напряжения F_δ создается такой же рабочий магнитный поток Φ, как и при действительном неравномерном.

При установлении величины $\delta_э$ исходим из того, что как полюсный наконечник, так и якорь гладкие, а магнитный поток Φ состоит из двух частей: одной — в границах полюсной дуги $b_р$ и другой — вне ее, в границах $\tau - b_р$.

Потоки при действительном неравномерном и расчетном равномерном зазорах соответственно равны:

$$\Phi_{нерав} = 2 \int_0^{\frac{1}{2} b_р} \frac{F_\delta}{\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta_x}{l_a\, dx}} + \Phi'_{\tau - b_р};$$

$$\Phi_{рав} = \frac{F_\delta}{\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta_э}{l_a\, b_р}} + \Phi''_{\tau - b_р}.$$

Принимая, что части потоков вне полюса равны [17], т. е. $\Phi''_{\tau-b_р} = \Phi'_{\tau-b_р}$, и приравнивая потоки $\Phi_{нерав}$ и $\Phi_{рав}$, после преобразований получим

$$\delta_э = \frac{b_р}{2 \int_0^{\frac{1}{2} b_р} \frac{dx}{\delta_x}}. \qquad (1.74)$$

Воздушный зазор δ_x, фигурирующий в этой формуле, определяют в зависимости от типа воздушного зазора по формуле (1.72) или (1.73). Этими формулами устанавливается воздушный зазор δ_x в любом месте, отстоящем на x от осевой линии полюса, умножением его значения под серединой полюса δ_0 на некоторый коэффициент, определяемый группой величин, стоящих в квадратных скобках выражений (1.72) и (1.73). Логично и расчетный эквивалентный зазор $\delta_э$ выразить через эту же базовую величину δ_0 и соответствующий коэффициент $\kappa_э$, который может быть назван *коэффициентом приведения неравномерного воздушного зазора к равномерному.*

На основании сказанного выражение (1.74) представляем в виде

$$\delta_э = \frac{b_р}{2 \int_0^{\frac{1}{2} b_р} \frac{dx}{\delta_x}} = \kappa_э \delta_0, \qquad (1.74')$$

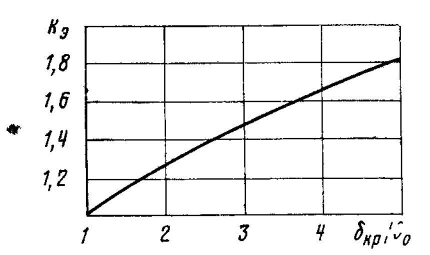


Рис. 1.14

откуда

$$\kappa_э = \frac{b_р}{2\delta_0 \int\limits_0^{\frac{1}{2}b_р} \frac{dx}{\delta_x}}. \qquad (1.75)$$

Подставляя в эту формулу значения $b_р$, δ_0 и δ_x, найдем для каждого из типов зазоров [по формуле (1.72) или (1.73)] коэффициент $\kappa_э$.

Опуская промежуточные преобразования, приведем конечные результаты:

для эксцентричного зазора

$$\kappa_э = \frac{\sqrt{\delta_{кр}/\delta_0 - 1}}{\operatorname{arctg}\sqrt{\delta_{кр}/\delta_0 - 1}}; \qquad (1.76)$$

для частично расходящегося

$$\kappa_э = \frac{1}{1 - \frac{0{,}13\,p}{\alpha}\left(\sqrt{\delta_{кр}/\delta_0 - 1} - \operatorname{arctg}\sqrt{\delta_{кр}/\delta_0 - 1}\right)}, \qquad (1.77)$$

где p — число пар полюсов; α — магнитное перекрытие.

Для облегчения пользования зависимость (1.76) приведена на рис. 1.14 в виде графика $\kappa_э\left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0}\right)$.

Полученные данные служат вспомогательным материалом при отыскании максимального значения межламельного напряжения и его места на коллекторе.

§ 4.6. Основные соотношения, определяющие значение и место максимального межламельного напряжения

Межламельное напряжение в любой точке воздушного зазора определяют в общем виде выражением

$$e_x = 2w_с B_x l_a v_a, \qquad (1.78)$$

где B_x — текущее значение индукции в воздушном зазоре машины в месте, отстоящем от осевой линии полюса на расстоянии x, определяющееся выражением

$$B_x = \mu_0 H_x = \mu_0 \frac{(F_\delta + F_z) - h_z H_{zx} \pm xA}{(\kappa_\delta \delta)_x}, \qquad (1.79)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума;
H_x — напряженность поля в воздушном зазоре на расстоянии x от оси полюса;
$F_\delta + F_z$ — магнитное напряжение воздушного зазора и зубцового слоя;
h_z — высота зубцов якоря;
H_{zx} — напряженность поля зубцов в месте, удаленном на расстояние x от оси полюса;
xA — намагничивающая сила якоря, действующая в месте, удаленном на расстояние x от оси главного полюса;
$(\kappa_\delta \delta)_x$ — расчетный воздушный зазор с учетом зубчатого строения якоря в месте, удаленном на расстояние x от оси полюса;
κ_δ — коэффициент воздушного зазора;

$$\kappa_{\delta x} = \frac{t_1 + 10\delta_x}{b_{z1} + 10\delta_x}. \qquad (1.80)$$

Определение B_x по (1.79) практически невозможно, так как падение магнитного потенциала в зубцах $h_z H_{zx}$ определяется напряженностью поля H_{zx}, которая сама зависит от искомой индукции в данном месте B_x, причем эта зависимость из-за насыщения зубцов нелинейна.

Помогает то обстоятельство, что максимальное искажение магнитного поля при нагрузке, определяющее максимальную индукцию, а следовательно, и максимальное межламельное напряжение e_{max}, возникает при работе машины с наибольшей скоростью, т. е. при режиме с минимальной степенью возбуждения, когда магнитная система машины практически не насыщена.

На основании этого в числителе выражения (1.79) членами F_z и $h_z H_{zx}$ по их малости можно пренебречь и придать этому выражению вид

$$B_{xн} \approx \mu_0 \frac{F_\delta \pm xA}{(\kappa_\delta \delta)_x}.$$

Раз малая насыщенность позволяет пренебречь падением магнитного потенциала в таком, вообще говоря, напряженном участке магнитной цепи, как зубцовый слой, то тем более допустимо не считаться и с магнитными напряжениями остальных стальных элементов цепи и принимать в этом случае $F_\delta \approx F_в$, где $F_в$ — н. с. обмоток возбуждения.

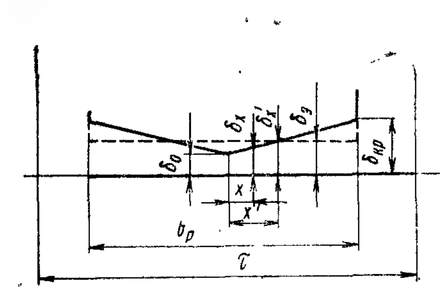
С учетом сказанного получим

$$B_{xн} = \mu_0 \frac{F_в \pm xA}{(\kappa_\delta \delta)_x}. \qquad (1.81)$$

В этих выражениях буква «н», добавленная в индексе при B_x, напоминает о том, что имеется в виду нагрузочный режим работы.

При отсутствии тока в обмотке якоря (линейная нагрузка якоря током $A = 0$) выражение (1.81) приобретает вид

$$B_{x0} = \mu_0 \frac{F_в}{(\kappa_\delta \delta)_x}. \qquad (1.82)$$



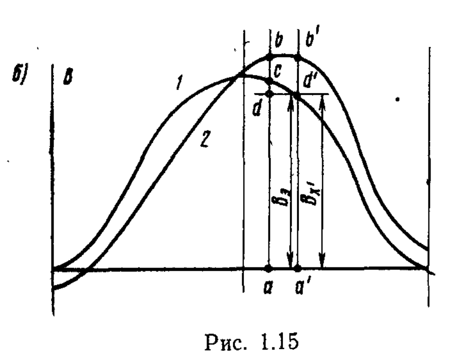


Рис. 1.15

Пользуясь выражениями (1.81) и (1.82), можно построить кривые распределения индукции под полюсом как при холостом ходе (рис. 1.15, *б*, кривая *1*), так и при нагрузке (кривая *2*).

В этих формулах единственной переменной величиной является группа $(\kappa_\delta \delta)_x$, т. е. расчетный воздушный зазор в точках, удаленных на расстояние x от оси полюса (рис. 1.15, *а*). Эту группу величин можно представить в виде

$$(\kappa_\delta \, \delta)_x = \kappa_{\delta x} \, \delta_x,$$

где δ_x — конструктивный зазор в данной точке x, определяемый в зависимости от его типа по формулам (1.72), (1.73);

$\kappa_{\delta x}$ — коэффициент воздушного зазора, учитывающий зубчатое строение якоря в месте, определяемом величиной x по формуле (1.80).

Располагая кривыми *1* и *2* рис. 1.15, *б*, установим способ перехода от ординат кривой *1*, когда тока в якоре нет, к ординатам кривой *2*, искаженной действием поперечной реакции якоря, назвав их соотношение *коэффициентом искажения поля* ξ'.

Этот коэффициент в точке, отстоящей на величину x от осевой лиинии полюса, в соответствии с обозначениями на рис. 1.15, *б* определяется так:

$$\xi' = \frac{ab}{ac} = \frac{B_{x\text{н}}}{B_{x0}},$$

или с учетом выражений (1.81) и (1.82)

$$\xi' = \frac{ab}{ac} = \frac{F_\text{в} \pm xA}{F_\text{в}} = 1 \pm \frac{xA}{F_\text{в}}.$$

Умножив и разделив знаменатель второго слагаемого на $b_\delta/2$, получим

$$\xi' = 1 \pm \frac{2x}{b_\delta} \cdot \frac{1}{F_\text{в} / \left(\frac{b_\delta}{2} A\right)}. \qquad (1.83)$$

Выражение $\frac{b_\delta}{2} A = \alpha_\delta \frac{\tau}{2} A = \alpha_\delta F_{aq}$ определяет, как известно, н. с. якоря у краев расчетной полюсной дуги b_δ.

В этом выражении величина

$$F_{aq} = \frac{\tau}{2} A \qquad (1.84)$$

есть н. с. якоря, действующая по поперечной оси, отнесенная к одному полюсу.

Во всех расчетах тяговых двигателей фигурирует именно эта величина, так как щетки в этих машинах всегда находятся на так называемой *условной геометрической нейтрали* и продольной реакции якоря нет (см. § 11.1).

Подставив выражение (1.84) в (1.83), получим

$$\xi' = 1 \pm \frac{2x}{b_\delta} \cdot \frac{1}{F_\text{в}/(\alpha_\delta F_{aq})}.$$

Но при принятых допущениях, что $F_z = 0$ и $F_\delta = F_\text{в}$, на основании (1.54) выражение

$$\frac{F_\text{в}}{\alpha_\delta F_{aq}} \approx \kappa_\text{у},$$

т. е. является коэффициентом устойчивости поля, а поэтому выражение (1.83) переписываем в виде

$$\xi' = 1 \pm \frac{2x}{b_\delta} \cdot \frac{1}{\kappa_\text{у}}. \qquad (1.85)$$

На рис. 1.15, *а* зазор с раскрытием $\delta_\text{кр}/\delta_0$ заменен способом, описанным в § 4.5, равномерным эквивалентным $\delta_\text{э}$, намеченным штриховой линией.

Найдем индукцию $B_\text{э}$ в этом эквивалентном зазоре. В точке a', находящейся на некотором расстоянии x' от оси полюса (см. рис. 1.15, *а*), действительный зазор δ'_x и эквивалентный $\delta_\text{э}$ равны между собой, равны, таким образом, здесь (см. рис. 1.15, *б*) и индукции в действительном и в эквивалентном зазорах, т. е.

$$B_\text{э} = B'_x.$$

Выше под коэффициентом искажения поля ξ' понималось соотношение индукций в данном месте поля при наличии тока в обмотке якоря I_a и при $I_a = 0$, т. е. применительно к рис. 1.15, *б*:

$$\xi' = a'\,b'/a'\,d'.$$

Коэффициент искажения поля по отношению не к действительному распределению индукции при $I_a = 0$, выражаемому кривой *1*, а к неизменной индукции в эквивалентном воздушном зазоре обозначим ξ. В месте, удаленном на x' от осевой линии, коэффициенты ξ и ξ' равны между собой, но для других точек подполюсного пространства оии различны. Например, на расстоянии x от оси полюса $\xi' = ab/ac$, а $\xi = ab/ad$.

Так как все расчеты ведутся по эквивалентному воздушному зазору, установим переход от коэффициента ξ' к ξ.

Индукции в воздушном зазоре при данном магнитном напряжении F_δ обратно пропорциональны размерам воздушных зазоров; для точки, удаленной на расстояние x от оси полюса, имеем

$$ad/ac = \delta_x/\delta_э,$$

откуда

$$ad = ac\delta_x/\delta_э.$$

Подставив это значение ad в выражение для коэффициента искажения магнитного поля $\xi = ab/ad$, получим

$$\xi = \frac{ab}{ad} = \frac{ab}{ac} \cdot \frac{\delta_э}{\delta_x},$$

но $ab/ac = \xi'$ и, таким образом,

$$\xi = \xi' \frac{\delta_э}{\delta_x}$$

или с учетом выражения (1.85)

$$\xi = \frac{\delta_э}{\delta_x}\left(1 \pm \frac{2x}{b_\delta} \cdot \frac{1}{\kappa_у}\right). \quad (1.86)$$

Наша задача установить максимальное значение межламельного напряжения e_{max}, следовательно, максимальную индукцию в зазоре при нагрузке, а значит максимальный коэффициент искажения ξ_{max}. Применительно к этому случаю выражению (1.86) придаем вид

$$\xi_{max} = \frac{\delta_э}{\delta_{xм}}\left(1 \pm \frac{2x_м}{b_\delta} \cdot \frac{1}{\kappa_у}\right). \quad (1.87)$$

Как видим, для определения искомой величины ξ_{max}, кроме параметров воздушного зазора, т. е. его типа, раскрытия $\delta_{кр}/\delta_0$, расчетной полюсной дуги b_δ и эквивалентного воздушного зазора $\delta_э$, надо еще знать коэффициент устойчивости поля $\kappa_у$, место $x_м$, где индукция максимальна, и воздушный зазор $\delta_{xм}$ в этой точке.

Что касается коэффициента устойчивости, то он в первом приближении на основании данных практики может быть принят:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для машин без компенсационной обмотки } \kappa_у = 0{,}8 \div 0{,}9;\\ \text{для компенсированных машин } \kappa_у = 0{,}35 \div 0{,}45.\end{array}\right\} \quad (1.88)$$

Вообще же говоря, как будет показано ниже, он устанавливается в совокупности с выбором раскрытия зазора $\delta_{кр}/\delta_0$ и коэффициента искажения ξ_{max}.

Расстояние $x_м$ найдем, если первую производную $\frac{dB_x}{dx}$ приравняем нулю и полученное выражение решим относительно x. Здесь B_x — текущее значение индукции в воздушном зазоре, определяемое по формуле (1.81).

Использовав выражения (1.72), (1.73) и произведя указанное дифференцирование, найдем расстояние от оси полюса $x_м$:

при эксцентричном зазоре

$$x_м = \frac{b_\delta}{2}\kappa_у\left[\sqrt{1 + \frac{1}{\kappa_у^2\left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1\right)}} - 1\right]; \quad (1.89)$$

при частично расходящемся

$$x_м = \frac{b_\delta}{2}\left[1 - \frac{0{,}065p}{\alpha_\delta}\sqrt{\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1}\right]. \quad (1.90)$$

Подставив найденные значения $x_м$ в выражения (1.72) и (1.73), найдем воздушные зазоры $\delta_{xм}$ в точках, где индукция максимальна:

для эксцентричного зазора

$$\delta_{xм} = \delta_0\left[1 + \left(\kappa_у\sqrt{1 - \frac{1}{\kappa_у^2\left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1\right)}} - 1\right)^2\left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1\right)\right]; \quad (1.91)$$

для частично расходящегося

$$\delta_{xм} = \delta_0\left[1 + \left(\frac{\frac{b_\delta}{2}\left(- \frac{0{,}065p}{\alpha_\delta}\sqrt{\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1}\right)}{m}\right)^2\left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0} - 1\right)\right]. \quad (1.92)$$

Как видим, величины $x_м$, $\delta_{xм}$ и $\delta_э$ зависят от раскрытия зазора $\delta_{кр}/\delta_0$, поэтому, задаваясь для каждого из типов зазоров рядом значений $\delta_{кр}/\delta_0$ и коэффициента устойчивости $\kappa_у$, можно по формуле (1.87) для всех типов зазоров и вариантов величин $\delta_{кр}/\delta_0$ и $\kappa_у$ определить значение максимального коэффициента искажения поля ξ_{max}.

Так как эта расчетная работа достаточно кропотлива, приводим для облегчения результаты подобных расчетов в виде кривых зависимостей

$$\xi_{max}\left(\frac{\delta_{кр}}{\delta_0},\ \kappa_у\right).$$

Для эксцентричного зазора эти данные для удобства пользования приведены в двух видах на рис. 1.16 и 1.17. Что касается частично расходящегося зазора, то подобных кривых здесь не приведено, но для облегчения расчетов можно рекомендовать следующий прием [15]. Обычно максимум индукции в этом случае имеет место в точке перегиба дуги полюса (см. рис. 1.12, точка a). Эта точка удалена от оси полюса на расстояние $x_м \approx 0{,}45\tau/2$, а зазор здесь еще такой же, как и

под серединой полюса δ_0. Кроме того, можно считать, что в этом случае $\delta_э = \delta_0$. При сделанных допущениях выражение (1.87) перепишем в виде

$$\xi_{\max} = \frac{\delta_э}{\delta_{хм}}\left(1 + \frac{2x_м}{b_\delta} \cdot \frac{1}{\kappa_у}\right) = \frac{\delta_0}{\delta_0}\left(1 + \frac{2 \cdot 0{,}45\,\frac{\tau}{2}}{b_\delta} \cdot \frac{1}{\kappa_у}\right).$$

Учитывая формулу для $\kappa_у$ (см. стр. 43), предыдущему выражению придаем вид

$$\xi_{\max} = 1 + 0{,}45\,\frac{F_{aq}}{F_в}\,. \qquad (1.93)$$

Следует напомнить, что, как и везде выше, расчеты ведут применительно к наиболее трудному режиму работы с минимальной степенью возбуждения машины $\beta_{\min}$ и фигурирующие здесь величины F_{aq} и $F_в$ относятся именно к этому режиму работы двигателя.

Как используются данные, связывающие максимальный коэффициент искажения $\xi_{\max}$ с параметром неравномерных воздушных зазоров $\delta_{кр}/\delta_0$ и с коэффициентом устойчивости $\kappa_у$ (см. рис. 1.16 и 1.17), будет показано ниже (см. § 12.4).

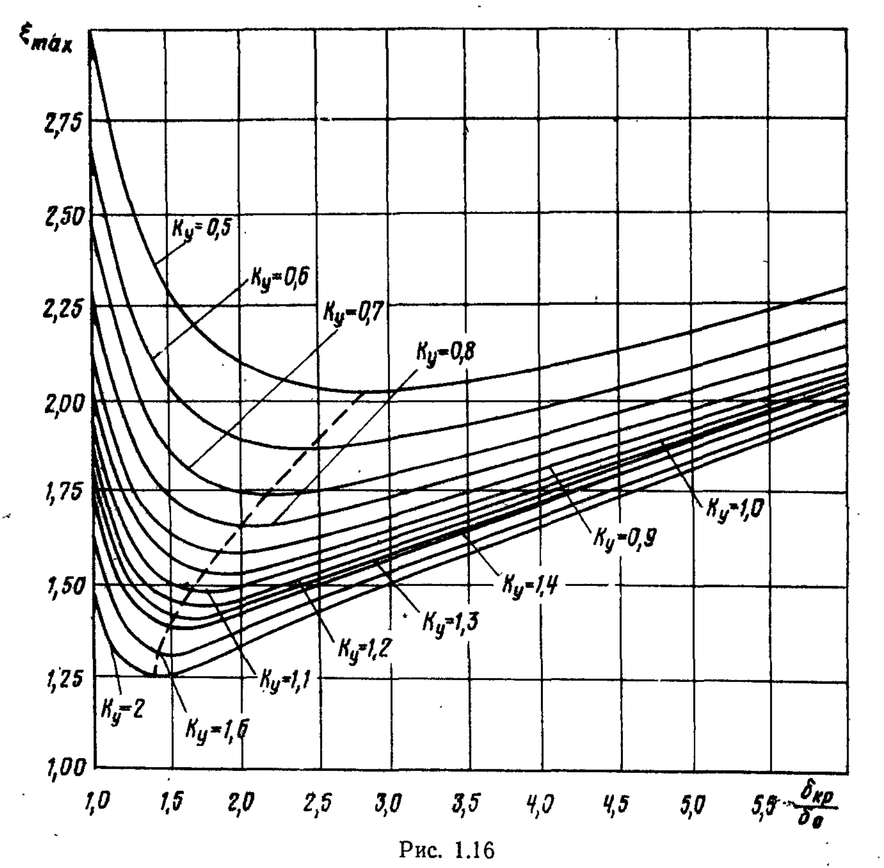


Рис. 1.16

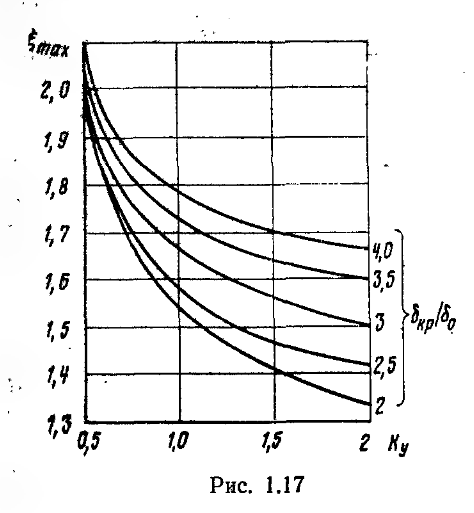


Рис. 1.17

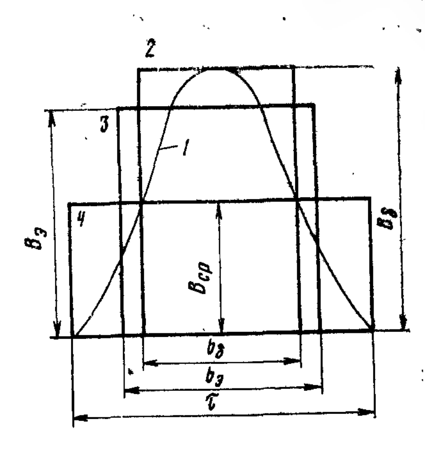


Рис. 1.18

Здесь же напомним, что основной целью материала, излагаемого в этом параграфе, является установление максимального межламельного напряжения $e_{\max}$.

Упростим нахождение этой величины, выражая ее через очень удобное в расчетах среднее межламельное напряжение

$$e_{ср} = 2pU/K, \qquad (1.94)$$

которое соответствует средней индукции $B_{ср}$.

Обратимся к рис. 1.18, где кривой *1* представлено действительное распределение индукции под полюсом при отсутствии тока в обмотках якоря, а прямоугольниками *2*, *3* и *4* — распределение индукций расчетной B_δ, в эквивалентном зазоре $B_э$ и средней $B_{ср}$, имеющих место соответственно в границах b_δ, $b_э$ и τ. Площади всех этих фигур равновелики, выражая один и тот же магнитный поток Φ, что позволяет, в частности, написать

$$B_{ср}\,\tau = B_э\,b_э,$$

откуда

$$\frac{B_{ср}}{B_э} = \frac{b_э}{\tau} = \alpha_э, \qquad (1.95)$$

где $\alpha_э$ — полюсное перекрытие, определяющее расчетную полюсную дугу $b_э$, соответствующую равномерному эквивалентному зазору $\delta_э$.

В таком же соотношении (1.95), как индукции $B_{ср}$ и $B_э$, находятся, очевидно, и межламельные напряжения:

$$e_{ср}/e_э = \alpha_э,$$

откуда

$$e_э = e_{ср}/\alpha_э,$$

или с учетом выражения (1.94)

$$e_э = \frac{2pU}{K\alpha_э}. \tag{1.96}$$

Далее, выразим $\alpha_э$ через обычное расчетное перекрытие α_δ. Взяв отношение выражения (1.95) к (1.12), получим

$$\frac{\alpha_э}{\alpha_\delta} = \frac{b_э/\tau}{b_\delta/\tau} = \frac{b_э}{b_\delta}.$$

Из рис. 1.18 следует, что

$$\frac{b_э}{b_\delta} = \frac{B_\delta}{B_э},$$

но

$$\frac{B_\delta}{B_э} = \frac{\delta_э}{\delta_0},$$

поэтому

$$\frac{\alpha_э}{\alpha_\delta} = \frac{\delta_э}{\delta_0}.$$

откуда

$$\alpha_э = \frac{\delta_э}{\delta_0}\alpha_\delta. \tag{1.97}$$

Подставив формулу (1.97) в (1.96), получим

$$e_э = \frac{2pU}{K\alpha_\delta} \cdot \frac{\delta_0}{\delta_э}, \tag{1.98}$$

а максимальное межламельное напряжение с учетом формулы (1.87)

$$e_{max} = \xi_{max} e_э = \frac{2pU}{K\alpha_\delta} \cdot \frac{\delta_0}{\delta_э} \cdot \frac{\delta_э}{\delta_{xм}} \left(1 + \frac{2x_м}{b_\delta} \cdot \frac{1}{\kappa_у}\right) = \frac{2pU}{K\alpha_\delta} \times$$

$$\times \frac{\delta_0}{\delta_{xм}} \left(1 + \frac{2x_м}{b_\delta} \cdot \frac{1}{\kappa_у}\right). \tag{1.99}$$

Таким образом, задача по выявлению максимального межламельного напряжения решена.

§ 4.7. Определение максимального межламельного напряжения в машинах с компенсационной обмоткой

Применение компенсационной обмотки значительно уменьшает искажение магнитного поля в воздушном зазоре машины под действием поперечной реакции якоря, а следовательно, снижает межламельные напряжения.

Однако в силу зубчатого строения поверхностей как якоря, так и полюсного наконечника достичь полной компенсации действия реакции якоря практически невозможно.

Учет степени искажения магнитного поля в машинах этого типа, считаясь с зубчатым строением полюсного наконечника, но принимая якорь гладким, можно выполнить следующим образом.

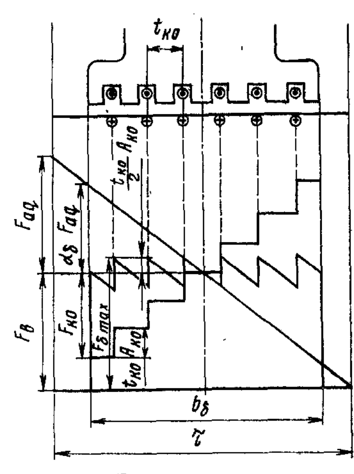


Рис. 1.19

Суммирование н. с. главного полюса $F_в$, поперечной реакции якоря F_{aq} и компенсационной обмотки $F_{ко}$, распределение которых вдоль полюсной дуги b_δ представлено на рис. 1.19, приводит к образованию результирующей н. с., действующей в воздушном зазоре, распределенной по некоторой зубчатой кривой (из-за пазов компенсационной обмотки) с максимальной н. с. $F_{\delta max}$.

Степень искажения поля, как и ранее, оценивают отношением максимальной индукции в воздушном зазоре B_{max} к расчетной на полюсной дуге B_δ. Для интересующих нас режимов работы двигателя с минимальной степенью возбуждения β_{min}, при которых искажение кривой распределения индукции максимально, машина практически не насыщена и отношение названных выше индукций может быть заменено отношением соответствующих н. с. $F_{\delta max}$ и $F_\delta \approx F_в$, т. е. коэффициент максимального искажения представляют в виде

$$\xi_{max} = \frac{B_{max}}{B_\delta} = \frac{F_{\delta\,max}}{F_\delta} \approx \frac{F_{\delta\,max}}{F_в}. \tag{1.100}$$

Н. с. компенсационной обмотки изменяется вдоль полюсного деления b_δ ступенями, причем н. с. каждой ступени $t_{ко}A_{ко}$, где $t_{ко}$ — зубцовое деление полюсного наконечника; $A_{ко}$ — линейная нагрузка полюсного наконечника, созданная компенсационной обмоткой.

Из рис. 1.19 следует, что пиковое значение результирующей н. с. в воздушном зазоре

$$F_{\delta\,max} = F_в + \alpha_\delta F_{aq} - F_{ко} + \frac{1}{2} t_{ко} A_{ко}.$$

Принимая, что линейная нагрузка полюсного наконечника такая же, как и якоря (см. § 9.2), т. е. $A_{ко} = A$, и учитывая, что $t_{ко} = b_\delta/Z_{ко}$, где $b_\delta = \alpha_\delta\tau$ и $Z_{ко}$ — число пазов компенсационной обмотки на полюс, это последнее выражение представляем в виде

$$F_{\delta\,max} = F_в + \alpha_\delta F_{aq} - F_{ко} + \frac{1}{Z_{ко}} \alpha_\delta F_{aq}. \tag{1.101}$$

С учетом этого максимальный коэффициент искажения поля

$$\xi_{max} = \frac{F_{\delta\, max}}{F_в} = \frac{F_в + \alpha_\delta F_{aq} - F_{ко} + \frac{1}{Z_{ко}}\alpha_\delta F_{aq}}{F_в}. \qquad (1.102)$$

Иногда приходится определять величину ξ_{max} для зоны под другой половиной полюса, где реакция якоря не увеличивает, а уменьшает индукцию в воздушном зазоре, а компенсационная обмотка ее увеличивает, тогда в формуле (1.102) перед слагаемыми $\alpha_\delta F_{aq}$ и $\frac{1}{Z_{ко}}\alpha_\delta F_{aq}$ знак отрицательный, а перед $F_{ко}$ — положительный.

Максимальное межламельное напряжение находят, умножая на максимальный коэффициент искажения поля ξ_{max} межламельное напряжение e_δ, соответствующее расчетной индукции при холостом ходе B_δ.

Выражая, как обычно, величину e_δ через среднее напряжение между коллекторными пластинами $e_{ср}$: $e_\delta = e_{ср}/\alpha_\delta$, выражению максимального межламельного напряжения придают вид

$$e_{max} = \frac{e_{ср}}{\alpha_\delta}\xi_{max},$$

или с учетом формулы (1.102)

$$e_{max} = \frac{e_{ср}}{\alpha_\delta} \cdot \frac{F_в + \alpha_\delta F_{aq} - F_{ко} + \frac{1}{Z_{ко}}\alpha_\delta F_{aq}}{F_в}. \qquad (1.103)$$

Напомним, что величину e_{max} следует выявлять для наиболее трудных условий работы со степенью возбуждения β_{min}, т. е. используя выражение (1.103) в виде

$$e_{max} = \frac{e_{ср}}{\alpha_\delta} \cdot \frac{\beta_{min} F_в + \alpha_\delta F_{aq} - F_{ко} + \frac{1}{Z_{ко}}\alpha_\delta F_{aq}}{\beta_{min} F_в}.$$

Заменив $F_{aq} = I_a w'_a$ [см. формулу (2.166)]; $F_в = I_a w_в$ и $F_{ко} = I_a w_{ко}$ и разделив числитель и знаменатель на I_a, получим

$$e_{max} = \frac{e_{ср}}{\alpha_\delta} \cdot \frac{\beta_{min} w_в + \alpha_\delta w'_a - w_{ко} + \frac{1}{Z_{ко}}\alpha_\delta w'_a}{\beta_{min} w_в}. \qquad (1.103')$$

Некоторые авторы предлагают при определении e_{max} учитывать зубчатое строение не только полюсного наконечника, но и якоря [7, 18].

В заключение следует отметить, что все изложенное относится к установившимся режимам работы двигателя. Однако в тяговых двигателях зачастую возникают переходные процессы. Обусловлены они толчкообразными изменениями напряжения сети, иногда полным его исчезновением с последующим восстановлением, процессами, связанными с обратным зажиганием в игнитронах, наконец, рабочими коммутационными переключениями в схеме. Процессы эти сопровождаются большими всплесками тока в якоре, а следовательно, соответствующим увеличением реакции якоря и максимальных межламельных напряжений e_{max}. Эти явления сказываются особенно сильно при работе двигателя с малыми степенями возбуждения, осуществляемыми шунтированием обмотки главных полюсов машины.

Кроме того, вихревые токи, возникающие в магнитной цепи добавочных полюсов при переходных процессах, затягивают процесс становления новых значений их магнитного потока, коммутирующая э. д. с. в секциях, претерпевающих процесс коммутации, не успевает за изменением реактивной э. д. с., что приводит к появлению в этих секциях несбалансированных э. д. с., соответствующих токов и к увеличению искрения щеток. Последнее непосредственно или своим ионизирующим влиянием в еще большей мере предрасполагает машину к возникновению и развитию кругового огня на коллекторе.

Учет влияния переходных процессов в двигателях показан в шестом разделе.

Глава 5

КАРТИНА МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ВОЗДУШНЫХ ПРОМЕЖУТКАХ МАШИНЫ

§ 5.1. Теоретические предпосылки к построению картины магнитиого поля

При решении ряда вопросов теории и расчета электрических машин приходится прибегать к построению картины магнитного поля в воздушных зазорах машины. Вычерчивание картины поля, выполняемое от руки на глаз, требует определенного навыка, и зачастую у выполняющего расчет возникает неуверенность, а следовательно, и неудовлетворенность.

Существенное облегчение и упрощение работы приносит использование метода «криволинейных квадратов», предложенного Леманом и Рихтером [19, 20]. Метод этот изложен, кроме работ упомянутых авторов, в книгах по электрическим машинам [23, 27], поэтому здесь приводятся лишь основные его положения.

Вводим понятие о «единичной магнитной трубке», т. е. трубке, у которой ширина β (рис. 1.20, *а*) равна длине δ, а размер в направлении, перпендикулярном рисунку, равен единице (1 см).

Проводимость такой трубки

$$\lambda = \mu_0 \frac{\beta \cdot 1}{\delta} = \mu_0, \qquad (1.104)$$

где μ_0 — магнитная постоянная (магнитная проницаемость неферромагнитной среды).

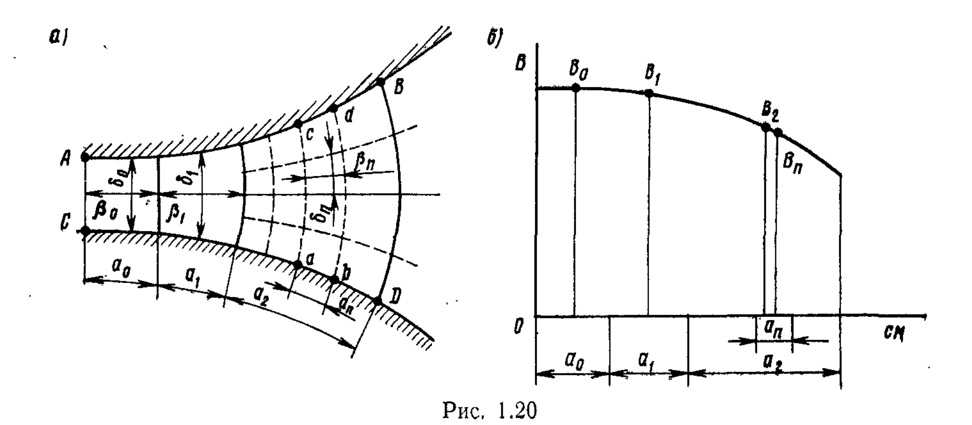


Рис. 1.20

В пространстве между стальными поверхностями AB и CD (см. рис. 1.20, *а*) первую единичную трубку наносят в месте, где ее стороны образуют практически точный квадрат. У следующих трубок стороны становятся криволинейными, чертить их становится труднее. Для облегчения пространство, где они находятся, подразделяют на более мелкие единичные трубки, проводя линии поля и эквипотенциальные так, чтобы они при пересечении образовывали прямые углы, как это сделано с третьей трубкой (см. рис. 1.20, *а*).

Итак, проводимость всех единичных трубок одна и та же и равна μ_0. Магнитная проводимость пространства между поверхностями AB и CD в границах AC и BD, в котором находится m единичных трубок,

$$\Lambda = \lambda m = \mu_0 m \tag{1.105}$$

(на рис. 1.20, *а* $m = 3$).

Число единичных трубок может быть и не целым. Так, для пространства, ограниченного линиями AC и db, $m = 2^3/_4$.

Магнитный поток единичной трубки

$$\varphi = F\lambda, \tag{1.106}$$

а полный магнитный поток в рассматриваемой зоне, в которой m единичных трубок,

$$\Phi = F\lambda m l = F\mu_0 m l, \tag{1.107}$$

где F — магнитное напряжение в зоне AB—CD;
l — глубина этой области (размер в направлении, перпендикулярном плоскости рисунка).

§ 5.2. Построение картины поля в воздушных промежутках машин при работе их вхолостую

Воздушными промежутками в машинах являются зазор между якорем и полюсным наконечником и полюсные окна, т. е. пространства между смежными полюсами.

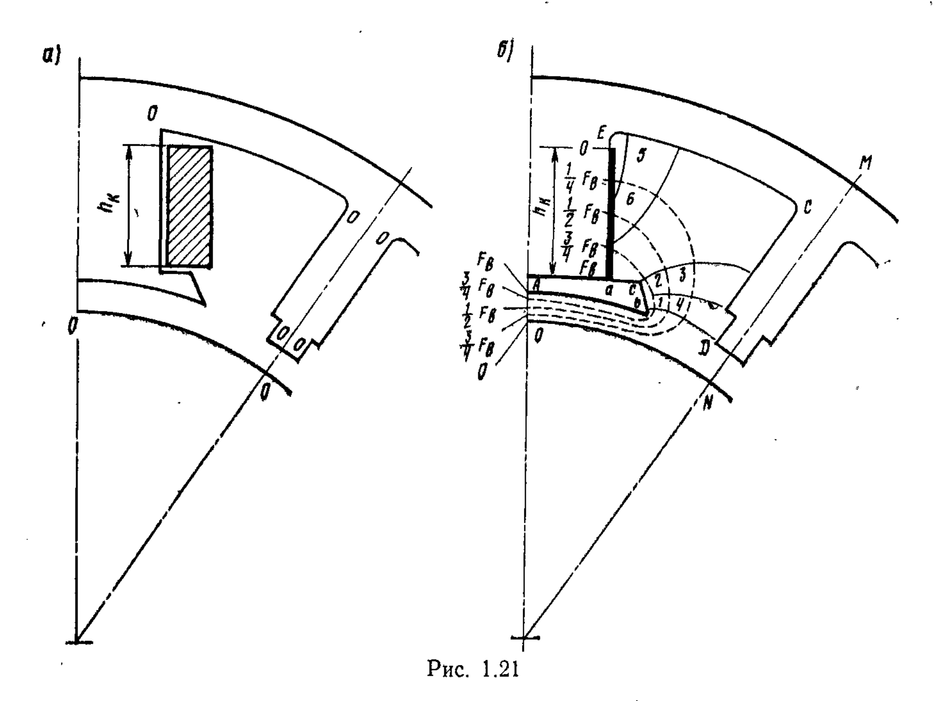


Рис. 1.21

В полюсном окне (рис. 1.21, *а*) находится катушка главных полюсов с током, поэтому рассматривать это пространство свободным от вихрей, что необходимо для построения картины поля, нельзя. Для возможности выполнения поставленной задачи мыслят, что полный ток катушки $I_в w_в$ оттеснен к боковой поверхности полюса и распределен по его высоте $h_к$ равномерно (на рис. 1.21, *б* он помечен жирной линией). Теперь междуполюсное пространство свободно от вихрей и можно проводить линии поля и эквипотенциальные. Высоту $h_к$ и воздушный зазор $F_в O$ делят на равное число частей и проводят эквипотенциальные линии (штриховые), а затем граничные линии магнитных трубок так, чтобы они образовывали с эквипотенциальными прямые углы, а средние ширина и высота криволинейных квадратов были бы равны. На рис. 1.21, *б* нанесены для примера шесть таких малых единичных трубок.

На рис. 1.22 нанесена вся картина поля, из которой следует, что в воздушном зазоре между полюсом (под его половиной) и якорем число единичных магнитных трубок $m/2$ больше $4\frac{3}{4}$, но меньше 5, т. е. $4\frac{3}{4} < \frac{m}{2} < 5$. Средняя величина $m/2 = 4{,}88$, а под всем полюсом $m = 9{,}76$. Полная магнитная

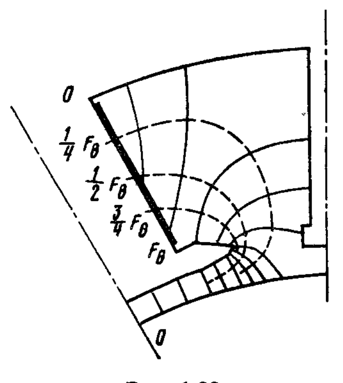


Рис. 1.22

проводимость при глубине трубки 1 см по формуле (1.105)

$$\Lambda = \lambda m = m\mu_0 = 9{,}76\mu_0,$$

а полезный магнитный поток при длине якоря l_a (1.107)

$$\Phi = F_{в} \Lambda l_a.$$

Аналогично находят проводимость междуполюсного пространства Λ'. Здесь число единичных магнитных трубок

$$1 < \frac{m'}{2} < 1^1/_4,$$

т. е. среднее число $m'/2 = 1{,}125$, а $m' = 2{,}25$.

Полная проводимость

$$\Lambda' = m'\mu_0 = 2{,}25\ \mu_0,$$

а поток рассеяния

$$\Phi_\sigma = F_{в} \Lambda' l_a.$$

§ 5.3. Построение кривой распределения индукции в воздушном зазоре машины на основании картины поля

Под индукцией в воздушном зазоре машины понимают нормальную ее составляющую на поверхности якоря, от которой зависит э. д. с., возникающая под ее влиянием. Покажем, как строится эта кривая применительно к рис. 1.20.

Ширина единичных магнитных трубок на поверхности якоря a_0, a_1 и т. д. Средиее значение индукции на них:

$$B_0 = \varphi/a_0; \quad B_1 = \varphi/a_1 \text{ и т. д.},$$

где φ определяют по формуле (1.106).

Расположив по горизонтали (см. рис. 1.20, *б*) отрезки a_0, a_1 и т. д., отнеся к их серединам индукции B_0, B_1 и т. д. и соединив полученные точки плавной кривой, получим искомое распределение индукции вдоль данной поверхности CD.

Следует отметить, что важным при этом построении является установление х а р а к т е р а к р и в о й р а с п р е д е л е н и я и н д у к ц и и. При построении можно оперировать не с абсолютными, а с относительными значениями индукций в отдельных точках анализируемого пространства, приняв индукцию в наиболее узком месте B_0 (в электрических машинах это обычно под серединой полюса) за базовую.

Так как

$$B_0 = \varphi/a_0; \qquad B_1 = \varphi/a_1 \text{ и т. д.},$$

то

$$\left.\begin{aligned} &B_1 = B_0 a_0/a_1; \quad B_2 = B_0 a_0/a_2 \text{ и т. д.} \end{aligned}\right\} \qquad (1.108)$$

Таким образом, зная значение индукции или задаваясь им в наиболее узкой части воздушного зазора B_0, можно построить всю кривую распределения нормальных составляющих индукции в зазоре.

§ 5.4. Определение по картине поля расчетной полюсной дуги b_δ и коэффициента полюсного перекрытия α_δ

Приближенная оценка величин b_δ и α_δ была дана выше (см. § 2.3). Более точно эти величины устанавливают по картине поля следующим образом.

Пусть указанным выше способом построена картина поля (см. рис. 1.22) и по ней определено число единичных магнитных трубок m под полюсом (в данном случае $m = 9{,}76$).

Выше было установлено выражение для полезного магнитного потока (1.107)

$$\Phi = F_\delta \Lambda l_a = F_\delta m\mu_0 l_a,$$

где F_δ — магнитное напряжение воздушного зазора.

Ориентируясь на единичную трубку под серединой полюса с размерами δ_0', β_0, имеем очевидное соотношение

$$F_\delta \mu_0 = B_\delta \beta_0 = B_\delta \delta_0'.$$

Здесь $\delta_0' = \kappa_\delta \delta_0$, т. е., строя картины поля при зубчатом якоре и переходя к гладкому, δ_0 увеличивают до $\delta_0' = \kappa_\delta \delta_0$,

откуда

$$F_\delta = B_\delta \frac{\delta_0'}{\mu_0}.$$

Подставив это значение F_δ в формулу (1.107), имеем

$$\Phi = B_\delta \delta_0' m l_a. \qquad (1.109)$$

Но, с другой стороны,

$$\Phi = B_\delta b_\delta l_a. \qquad (1.110)$$

Приравнивая выражения (1.109) и (1.110), получим

$$b_\delta = m\delta_0'. \qquad (1.111)$$

Таким образом, для определения расчетной полюсной дуги b_δ не требуется знать распределение нормальной составляющей индукции вдоль полюсного деления. Достаточно, построив картину поля, сосчитать число единичных трубок на полюсном делении m и умножить его на значение воздушного зазора под серединой полюса δ_0'.

Расчетный коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_\delta = b_\delta/\tau$.

Изложенный метод определения величин α_δ и b_δ дает достаточно хорошее совпадение с действительностью, но все же и в нем кроются некоторые неточности. Дальнейшее уточнение решения этого вопроса рассматривается в § 15.3 при изложении уточненного расчета характеристик тяговых двигателей.

§ 5.5. Определение расчетной полюсной дуги добавочного полюса и коэффициента его рассеяния по картине поля

Для решения поставленной задачи строят картину поля при совместном действии обмоток остова и якоря (рис. 1.23). При этом можно не принимать во внимание влияние обмоток главных полюсов, так как в зоне наконечника добавочных полюсов оно ничтожно мало, а в междуполюсном пространстве при определении коэффициента рассеяния оно может быть учтено методом наложения. Якорь принимают гладким, а воздушный зазор

$$\delta' = \kappa_{\delta_д}\delta_д.$$

Полные токи обмоток заменяют линейными нагрузками, равномерно распределенными по поверхностям рассматриваемых элементов машины. Нарастание магнитного потенциала происходит от средней линии главных полюсов, где он равен нулю, к их краям до 2,5 единицы, а далее по поверхности сердечника добавочных полюсов от 2,5 до 5 единиц. Магнитный потенциал по поверхности якоря нарастает от нуля на оси главных полюсов до 4 единиц на оси добавочных. Таким образом, в приведенном примере отношение

$$\frac{F_{ко}+F_д}{F_{aq}} = \frac{5}{4} = 1,25.$$

Приведенное распределение магнитных потенциалов на якоре, с одной стороны, и поверхности полюсов, с другой, дает концевые точки эквипотенциальных линий. Соединяя их этими линиями и проводя линии поля, используя метод единичных трубок, строят искомую картину магнитного поля.

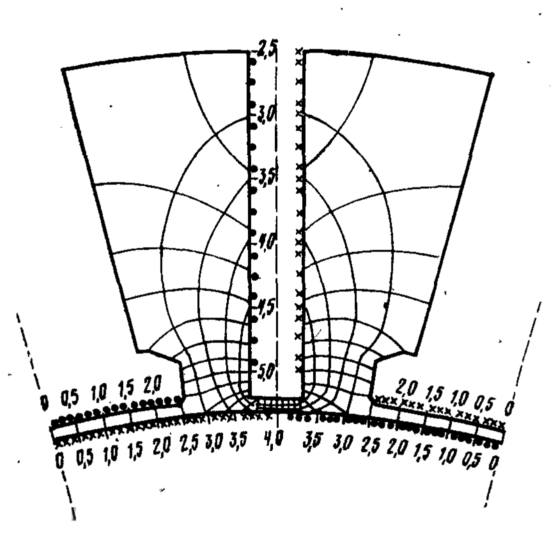


Рис. 1.23

Из рисунка следует, что под одной половиной наконечника добавочного полюса единичных магнитных трубок

$$3 < \frac{m'}{2} < 3,5,$$

т. е. в среднем

$$\frac{m'}{2} = 3,25,$$

а под всем полюсом $m' = 6,5$ и, таким образом, расчетная полюсная дуга

$$b_{\delta д} = m'\,\delta'_д, \qquad (1.111')$$

где $\delta'_д$ — воздушный зазор под серединой добавочного полюса с учетом его увеличения в отношении величины $\kappa_{\delta_д}$.

На рис. 1.23 нанесена картина поля рассеяния при токе в обмотках добавочных полюсов, компенсационной и якоря. При наличии тока и в обмотке главных полюсов на это поле рассеяния накладывается поле рассеяния главных полюсов, увеличивая поток рассеяния в одном междуполюсном пространстве и в такой же мере уменьшая его в другом. На этом основании Р. Рихтер [20], у которого заимствован пример, приведенный на рис. 1.23, рекомендует определять поток рассеяния добавочных полюсов подсчетом магнитных трубок на картине поля, построенной без учета действия обмотки главных полюсов.

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Глава 6

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ, ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЧИ И ГЛАВНЫЕ РАЗМЕРЫ ДВИГАТЕЛЯ

§ 6.1. Исходные данные при проектировании тягового электродвигателя и предварительные замечания

Исходные данные. В задание на проектирование тягового двигателя входят следующие основные данные:

Род работы	двигатель для электровоза грузового, пассажирского или электропоезда
Исполнение	опорно-осевое или опорно-рамное
Род тока	постоянный, пульсирующий
Номинальная мощность двигателя	$P_н^*$, кВт
Номинальная скорость движения локомотива	$v_н$, км/ч
или номинальная сила тяги	$F_н$, кгс
Максимальная скорость движения локомотива	v_{max}, км/ч
Коэффициент использования мощности двигателя	$K_и$
или мощность	$P_{v\,max}$, кВт
или сила тяги при режиме максимальной скорости движения локомотива	$F_{v\,max}$, кгс
Номинальное напряжение на зажимах двигателя	$U_н$, В
Максимальное напряжение на зажимах двигателя (при возможности регулирования его на локомотиве)	U_{max}, В
Номинальное напряжение сети, если двигатель получает питание непосредственно от нее	U_c, В
Электрическое торможение	тип
Система вентиляции	независимая или самовентиляция
Наибольшая возможная масса машины	$m_д$, кг
Ширина колеи	1520 мм; 1435 мм и пр.
Диаметр бандажей ведущих колес локомотива	$D_б$, мм
Диаметр оси колесной пары	d_o, мм
Давление на ось	П, кгс

* Для электровозных двигателей номинальная мощность и номинальная скорость приняты для продолжительного режима, а для моторвагонных двигателей — для часового (ГОСТ 2582—72).

Предварительные замечания. При проектировании тягового двигателя расчетчику приходится устанавливать как главные размеры машины, так и тип и параметры редуктора, передающего вращающий момент двигателя на движущие колесные пары локомотива.

Так как при заданной скорости движения локомотива от передаточного числа редуктора μ зависит частота вращения якоря двигателя n, а от последней при данной мощности двигателя P его вращающий момент M и диаметр якоря D_a, все упомянутые величины должны устанавливаться в их взаимной связи, обеспечивающей увязку поперечных размеров двигателя с централью, зависящей от параметров редуктора.

Сказанное заставляет решение названной задачи применительно к отдельным типам тяговых двигателей рассматривать отдельно.

§ 6.2. Определение передаточного числа редуктора, диаметров якоря и коллектора и частоты вращения двигателя опорно-осевого исполнения

Номинальная частота вращения двигателя $n_н$, об/мин, и соответствующая скорость локомотива $v_н$, км/ч, связаны выражением

$$n_н = 5{,}3\frac{\mu}{D_б}v_н\cdot 10^3, \qquad (2.1)$$

где μ — передаточное число редуктора;
$D_б$ — диаметр круга катания бандажей колесной пары, мм.

Передаточное число редуктора

$$\mu = D_z/d_z = Z/z, \qquad (2.2)$$

где D_z и d_z — диаметры делительных окружностей большого и малого зубчатых колес;
Z и z — соответственно их числа зубьев.

Передаточное число μ целесообразно иметь возможно бóльшим, так как при этом будет наибольшей частота вращения $n_н$ и при данной мощности $P_н$ наименьший вращающий момент $M_н$, а следовательно, размеры и масса двигателя.

Для получения μ наибольшим следует иметь величины D_z и Z возможно бóльшими, а d_z и z — возможно меньшими.

Максимальное значение D_z определяют из величины диаметра круга катания бандажей колесной пары $D_б$ и зазора между нижними точками кожуха редуктора и головкой рельса.

Применительно к обозначениям на рис. 2.1 и 2.2

$$D_z = D_б - 2b' = D_б - 2(b + \Delta). \qquad (2.3)$$

Необходимо, чтобы $b \geqslant 120$ мм.
Величина $\Delta = 20 \div 25$ мм.

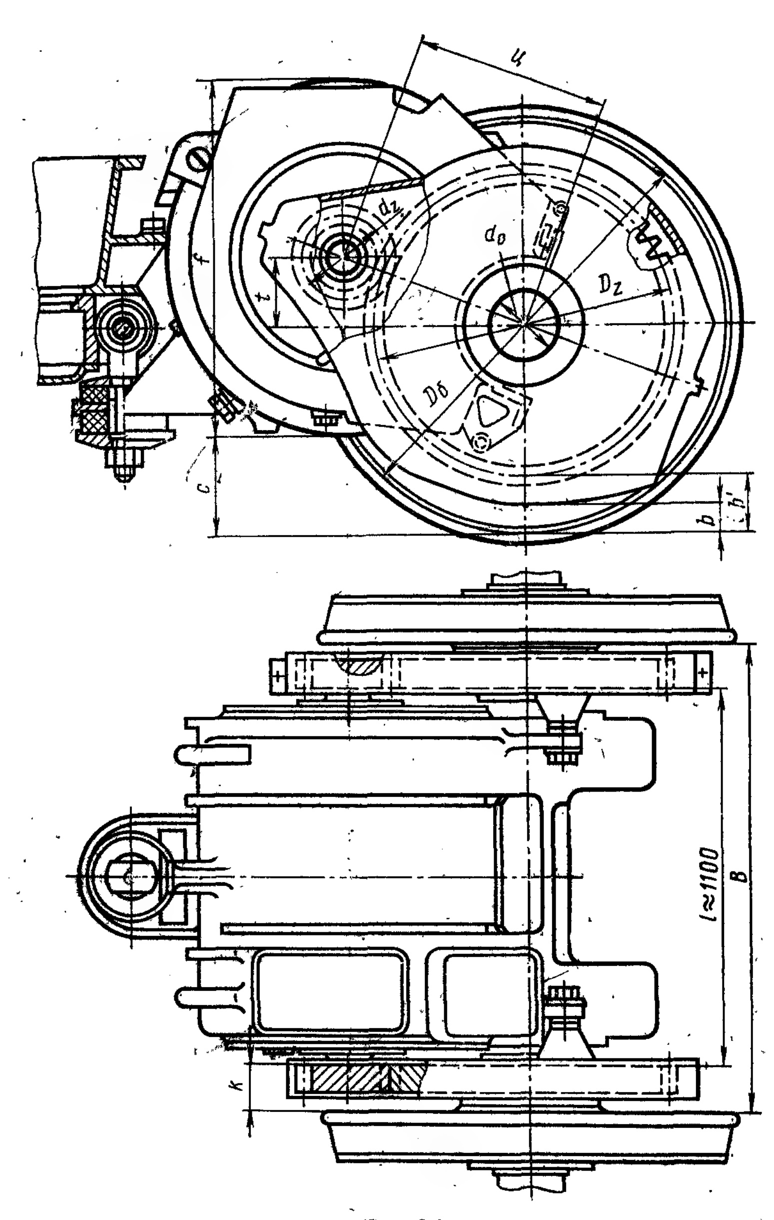


Рис. 2.1

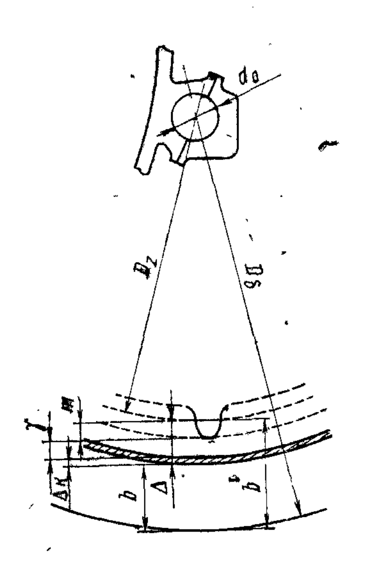


Рис. 2.2

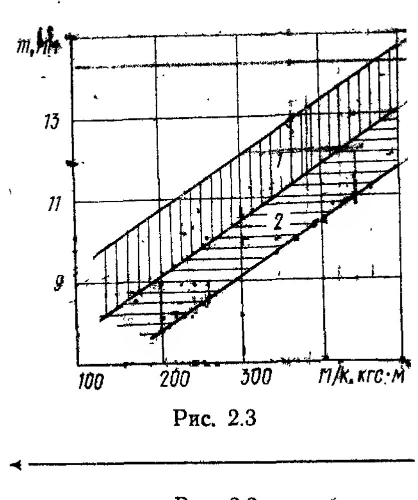


Рис. 2.3

Величину d_z можно наметить, оценив предварительно передаточное число зубчатых колес [2]:

$$\mu = \xi \sqrt[3]{\frac{v_н D_z}{P'_н D_б}}, \tag{2.4}$$

где $P'_н$ — номинальная мощность, отнесенная к одному концу вала, кВт;

$D'_б$ и D_z — в м;

$\xi = 23$ — при односторонней передаче;

$\xi = 15$ — при двусторонней передаче.

Наметив μ, находят $d_z = D_z/\mu$.

Далее выбирают модуль зацепления зубчатых колес m. Для моторвагонных двигателей обычно $m = 10$, для электровозных можно руководствоваться данными рис. 2.3, где область *1* — для передачи с прямыми, а *2* — с косыми зубьями (здесь $к = 1$ при односторонней, $к = 2$ при двусторонней передаче). Числа зубьев $Z = D_z/m$ и $z = d_z/m$ должны быть целыми и по возможности взаимно простыми.

После сделанного уточняют величину $\mu = Z/z$.

При односторонней передаче зубчатые колеса выполняют прямозубыми, а при двусторонней — со спиральным зубом (косозубыми). Угол спирали обычно берут $\psi = 8 \div 20°$.

Преимущество косозубой передачи в том, что двигатель автоматически устанавливается в осевом направлении по отношению к колесной паре так, что обеспечивается равномерное распределение передаваемого вращающего момента на оба конца вала двигателя, а также более плавное зацепление зубчатых колес.

При обычно применяемой коррекции зацепления — для большого зубчатого колеса $\xi_к = 0$, а для малого $\xi_к = +0{,}5$ — централь равна

$$Ц = \frac{m}{2}(Z + z)\frac{1}{\cos\psi} + 0{,}5m. \tag{2.5}$$

При прямозубой передаче $\psi = 0$ и $\cos\psi = 1$.

Централь машины должна быть увязана с диаметром якоря (в мм), который предварительно может быть намечен по формуле [15]

$$D_a = \kappa_a \sqrt[3]{P_н/n_н}, \tag{2.6}$$

где $\kappa_a = 650 \div 750$ — для двигателей с изоляцией класса В;
$\kappa_a = 600 \div 675$ — для двигателей с изоляцией класса F.

Правильность намеченного значения D_a проверяют далее прежде всего по допустимой максимальной окружной скорости якоря $v_{a\max}$, имеющей место при максимальной скорости локомотива:

$$v_{a\max} = \frac{\pi D_a n_{\max}}{60} \leqslant 65 \div 70 \text{ м/с}, \tag{2.7}$$

где

$$n_{\max} = n_н \frac{v_{\max}}{v_н} = n_н \kappa_v. \tag{2.8}$$

Далее должна быть произведена хотя бы ориентировочная проверка потенциальной напряженности двигателя с якорем намеченного диаметра. Выше отмечалось, что она оценивается максимальным межламельным напряжением $e_{\max}$, однако при предварительных расчетах в качестве первого приближения удобно пользоваться средним межламельным напряжением, просто определяемым по формуле (1.94):

$$e_{ср} = 2pU/K,$$

откуда число коллекторных пластин

$$K = 2pU/e_{ср}. \tag{2.9}$$

Среднее межламельное напряжение:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для компенсированных машин } e_{ср} \leqslant 19 \div 20 \text{ В;}\\ \text{для машин без компенсационной обмотки } e_{ср} \leqslant 16 \div 18 \text{ В.}\end{array}\right\} \tag{2.10}$$

Кроме того, намечая величину $e_{ср}$, следует придерживаться рекомендаций [2]:

для двигателей постоянного тока, не работающих в режиме динамического торможения, $e_{ср} \leqslant 20$ В;
для двигателей пульсирующего тока $e_{ср} \leqslant 18$ В;
для двигателей, предназначенных работать с динамическим торможением, $e_{ср} \leqslant 14$ В. (2.11)

Коллекторное деление $t_к$ по конструктивным и технологическим соображеииям

$$t_к \geqslant 0{,}4 \div 0{,}45 \text{ см}.$$

Намеченные величины K и $t_к$ позволяют установить диаметр коллектора

$$D_к = K t_к/\pi, \tag{2.13}$$

максимальная окружная скорость которого

$$v_{к\max} = \frac{\pi D_к n_{\max}}{60} \leqslant 52 \div 55 \text{ м/с}. \tag{2.14}$$

Найденные значения диаметра коллектора и якоря должны находиться в соотношении

$$D_к/D_a = 0{,}75 \div 0{,}90. \tag{2.15}$$

Общая электромагнитная напряженность машины зависит не только от среднего межламельного напряжения $e_{ср}$, но и от токовой нагрузки якоря, мерилом которой является линейная нагрузка якоря током A.

Относительно большое напряжение на зажимах двигателей постоянного тока требует для ограничения межламельного напряжения большее число коллекторных пластин K, а следовательно, и $D_к$ и отношение $D_к/D_a$ должно тяготеть к значению 0,9. Для двигателей пульсирующего тока, напряжение на зажимах которых меньше, K можно иметь относительно меньшим, т. е. отношение $D_к/D_a$ ближе к нижней границе — 0,8 — 0,75.

С учетом двух этих факторов диаметр якоря может быть установлен так.

В формуле мощности двигателя, кВт:

$$P_н = U I_н \eta_д \cdot 10^{-3} \tag{2.16}$$

выразим напряжение U через $e_{ср}$ из выражения (2.9):

$$U = K e_{ср}/2p,$$

а ток $I_н$ — из выражения $A_н = \frac{I_н}{2a} \cdot \frac{N}{\pi D_a}$, в котором $N = 2Kw_c$:

$$I_н = \frac{A_н a \pi D_a}{K w_c}. \tag{2.17}$$

С учетом этих выражений формулу (2.16) представим в виде

$$P_н = \frac{e_{ср} K}{2p} \cdot \frac{A_н a \pi D_a}{K w_c} \eta_д \cdot 10^{-3},$$

откуда

$$D_a = 636 \frac{P_н w_c}{e_{ср} A_н \eta_д} \cdot \frac{p}{a}, \tag{2.18}$$

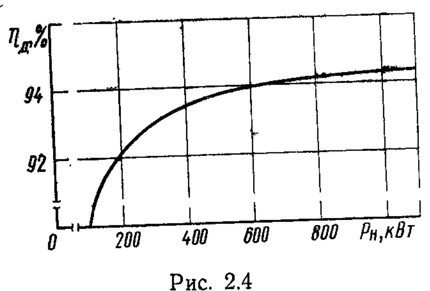


Рис. 2.4

где $w_c = 1$ (секции тяговых двигателей всегда одновитковые); $\eta_д$ — к. п. д. двигателя по рис. 2.4; $A_н$ — по рис. 1.1; $e_{ср}$ — по формулам (2.10) и (2.11); $p/a = 1$ — при простой петлевой обмотке, $p/a = 2$ — при простой волновой обмотке и $2p = 4$.

Все изложенное позволяет наметить в первом приближении возможный диаметр якоря. Опытом тягового электромашиностроения установлены следующие предельные значения диаметра якоря двигателей опорно-осевого исполнения:

$$\left.\begin{array}{ll}\text{для электровозных двигателей} & (\text{при } D_б = 1250 \text{ мм}) \\ & D_a = 620 \div 740 \text{ мм}; \\ \text{для моторвагонных двигателей} & (\text{при } D_б = 1050 \text{ мм}) \\ & D_a = 420 \div 520 \text{ мм}.\end{array}\right\} \quad (2.19)$$

Далее намечаемый диаметр якоря D_a должен быть увязан с централью $Ц$ с учетом следующих данных:

$$\left.\begin{array}{l}\text{при двигателе восьмигранного очертания} \\ \text{с } 2p = 4 \text{ и с горизонтально-вертикаль-} \\ \text{ным расположением главных полюсов} \\ \qquad D_a \leqslant (1{,}01 \div 1{,}16)\ Ц; \\ \text{при двигателях с круглым остовом} \\ \qquad \text{с } 2p = 6\ D_a \leqslant (1{,}03 \div 1{,}22)\ Ц.\end{array}\right\} \quad (2.20)$$

Для электровозных двигателей с $2p = 6$ и круглым остовом может быть указан еще следующий прием увязки D_a и $Ц$ (рис. 2.5 и 2.6) [4]. У современных электровозов с нагрузкой на ось 20 — 23 тс диаметр оси колесной пары $d_0 = 200$ мм. Размер f от оси колесной пары до наружной стенки остова в месте его подреза (по линии централи) достаточно постоянен и равен $f = 103 \div 106$ мм.

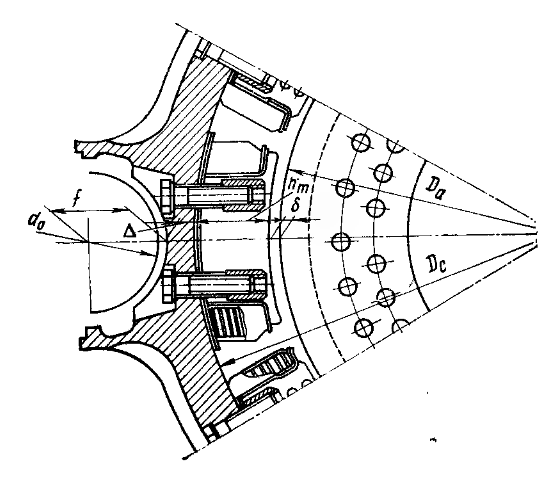
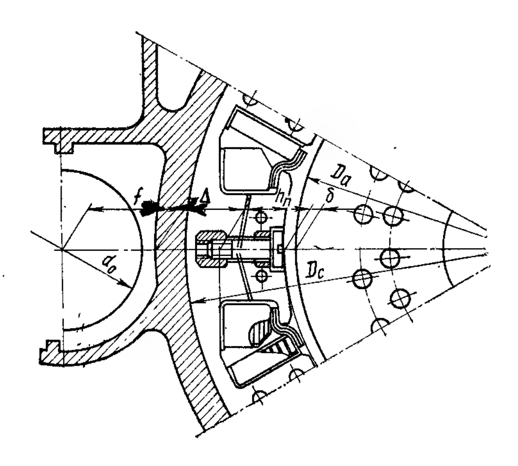


Рис. 2.5

Рис. 2.6



Значения Δ толщины остова в месте подреза его следующие:
$\Delta = 20 \div 24$ мм при сплошном теле остова (см. рис. 2.5);
$\Delta = 35 \div 45$ мм при наличии шихтованной вставки (см. рис. 2.6).

Достаточно определенным является соотношение между диаметром коря D_a и диаметром внутренней расточки остова D_c:

$$\left.\begin{array}{l}D_a/D_c = 0{,}65 \div 0{,}75 \text{ при } 2p = 4; \\ D_a/D_c = 0{,}7 \div 0{,}8 \text{ при } 2p = 6.\end{array}\right\} \quad (2.21)$$

На основании этих соотношений намечают величину D_c, после чего оценивают централь по формуле (см. рис. 2.5 и 2.6)

$$Ц = \frac{D_c}{2} + \Delta + f. \quad (2.22)$$

Определенное так значение централи сравнивают со значением ее, определенным выше через диаметры зубчатых колес D_z и d_z [см. формулу (2.5)].

Если значения централи, определенные по формулам (2.5) и (2.22), не совпадают, следует добиться этого совпадения, пересмотрев величины D_a, Z, z, после чего внести нужные исправления в значения $= D_z/d_z = Z/z$ и частоты вращения $n_н$.

Фиксируя диаметр якоря, следует округлять его до ближайшего тандартного размера (обеспечивающего минимум отходов при раскройке листа) из следующего ряда:

368; 423; 5[illegible]; 660; 740; 850; 990 мм.

Отступать от этих цифр следует лишь при достаточно серьезных для этого основаниях.

Намеченный диаметр якоря D_a в процессе дальнейшего электромагнитного расчета машины в случае необходимости корректируют.

Зак. 673

§ 6.3. Определение параметров редуктора и диаметров якоря и коллектора двигателей опорно-рамного исполнения

Двигатель с полой промежуточной осью (рис. 2.7). Двигатель жестко укреплен на раме тележки. В моторно-осевых подшипниках вращается полая ось, внутри которой находится ось колесной пары. Зубчатое колесо насажено на полую ось, шестерня — на вал двигателя. Вращающий момент от полого вала передается колесным центрам упругими шарнирами той или иной конструкции.

Диаметр оси в средней части обычно $d_0 = 185 \div 200$ мм.

Толщина стенки полого вала $\Delta = 10 \div 14$ мм.

Зазор между полым валом и осью $\varepsilon_0 = 45 \div 55$ мм.

В связи с появлением размеров Δ и ε_0 величина f (см. рис. 2.5 и 2.6) должна быть увеличена до значения

$$f' = f + \Delta + \varepsilon_0 = (103 \div 106) + (10 \div 14) + (45 \div 55) = 158 \div 175 \text{ мм} \quad (2.23)$$

и связь между централью $Ц$ и диаметром внутренней расточки статора D_c получает вид

$$Ц = \frac{D_c}{2} + \Delta + f'. \quad (2.24)$$

Кроме того, расстояние b между нижней точкой кожуха редуктора и головкой рельса (см. рис. 2.1 и 2.2) должно быть не менее 150 мм в соответствии с ГОСТ 9238—59, так как редуктор с кожухом в данном случае является элементом подрессоренным (наличие просадки его и вызывает необходимость в зазоре ε_0 между полым валом и осью колесной пары). Приведенное выше значение $\varepsilon_0 = 45 \div 55$ мм ориентировочное. Более точно эта величина может быть установлена с учетом просадки рессорного подвешивания и допусков при изготовлении и сборке узлов.

Размер зазора b часто удается выдерживать равным 165—175 мм.

С учетом приведенных поправок расчет передаточного числа редуктора и диаметров якоря и коллектора выполняют так же, как изложено выше для двигателей опорно-осевого исполнения.

Опорно-рамный двигатель с наружной карданной муфтой (рис. 2.8). Этот тип привода нашел широкое применение на моторвагонном подвижном составе при двигателях мощностью не более 200 — 250 кВт. Особенностью здесь является то, что длина сердечника якоря ограничена размером 300 — 350 мм, так как в осевом направлении машины определенное место занимает карданная муфта.

При наметке диаметра якоря и параметров редуктора, определяющих централь машины, должно быть удовлетворено условие

$$D_a \leqslant (1{,}04 \div 1{,}07)\ Ц. \quad (2.25)$$

В остальном расчет подобен приведенному выше для двигателей с опорно-осевой подвеской.

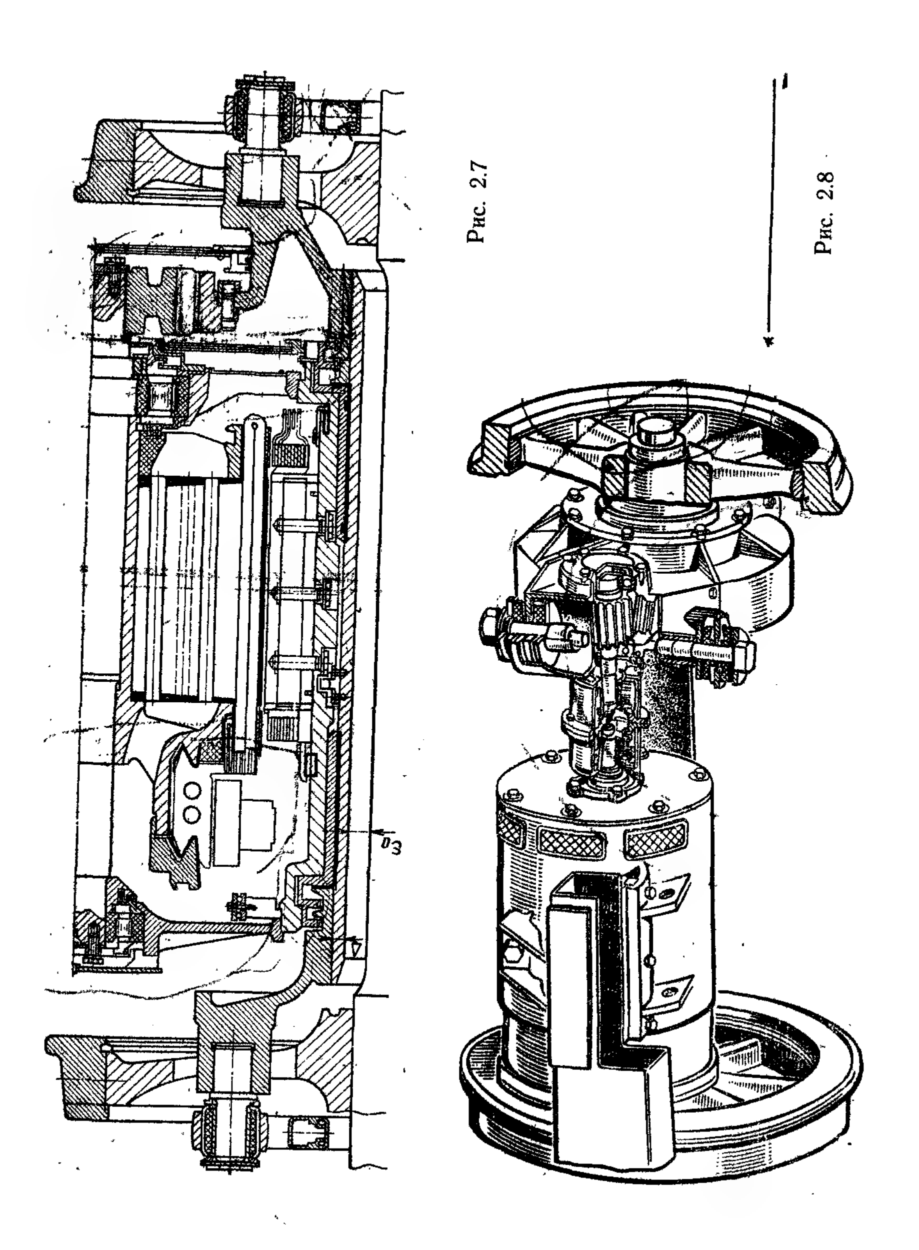


Рис. 2.7

Рис. 2.8

Опорно-рамный двигатель с полой втулкой якоря и внутренним карданным (торсионным) валом. Продольный разрез такого двигателя приведен на рис. 2.9. Зазор между полым валом двигателя *1* и торсионным валом *2* можно принимать предварительно равным около 30 мм, а зазор между остовом двигателя и осью колесной пары — около 10 мм (на рисунке этот зазор не показан). Эти размеры при дальнейшем проектировании корректируют в связи с уточнением прогиба рессорного подвешивания, технологических допусков на сборку двигателя, изготовления карданного вала и тележки.

Отличительной особенностью этого типа двигателей является большой диаметр якоря в связи с необходимостью создания в нем большого внутреннего центрового отверстия для размещения карданного вала.

Элементы устройства, передающего вращающий момент от якоря к оси колесной пары, занимают место и в осевом направлении машины, ограничивая длину сердечника якоря. Вследствие этого ограничена и мощность двигателя этого типа.

Диаметр якоря D_a и передаточное число μ устанавливают в данном случае так. Как и для двигателей моторно-осевого подвешивания, используют для определения D_a и $D_к$ формулы (2.13) и (2.18). Для ориентации можно отметить, что двигатели данного типа имеют обычно следующие данные:

$2p = 6$; $P_н = 700 \div 900$ кВт; $D_a = 70 \div 90$ см; $l_a = 36 \div 37$ см, причем следует различать двигатели постоянного и пульсирующего токов.

При постоянном токе $U_д/U_с = 1500/3000$ В. При относительно большом напряжении на коллекторе расчет этих машин целесообразно начинать с определения диаметра коллектора по формулам (2.9) и

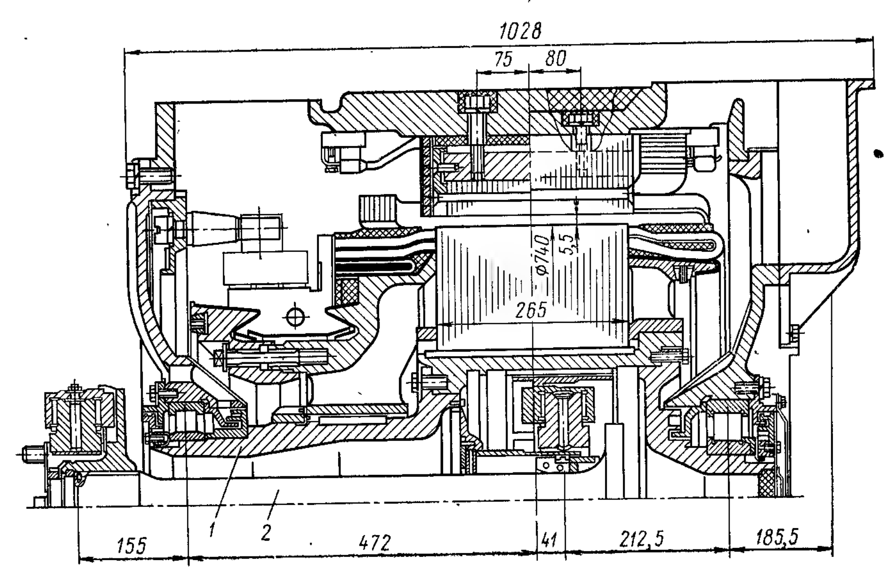


Рис. 2.9

(2.13), а затем переходить к наметке диаметра D_a. Этот последний обычно ближе к значению $D_a = 90$ см при $A = 310 \div 350$ А/см и $e_{ср} = 16 \div 17$ В.

У двигателей пульсирующего тока $U_д = 800 \div 1000$ В. Расчет этих машин следует начинать с наметки диаметра якоря D_a по формуле (2.18). Размер его тяготеет к меньшему из указанных значений, т. е. $D_a = 70$ см при $A = 370 \div 400$ А/см и $e_{ср} = 18 \div 19$ В.

Намечаемые величины D_a и $D_к$ следует проверять по допустимым окружным скоростям $v_{a\,max} \leqslant 65 \div 70$ м/с и $v_{к\,max} \leqslant 52 \div 55$ м/с.

Установление передаточного числа редуктора μ, централи $Ц$ и увязку последней с диаметром якоря D_a можно выполнять так. По намеченному размеру D_a и принятому значению $v_{a\,max}$ следует определить максимальную частоту вращения

$$n_{max} = 60 v_{a\,max}/\pi D_a,$$

а затем с учетом значения $\kappa_v = v_{max}/v_н$ — частоту вращения при номинальном режиме $n_н = n_{max}/\kappa_v$. Из формулы (2.1) определяют передаточное число μ:

$$\mu = \frac{n_н D_б}{5{,}3 v_н \cdot 10^3}.$$

Централь машины следует намечать с учетом того, что

$$D_a/Ц = 1{,}15 \div 1{,}25, \tag{2.26}$$

т. е.

$$Ц = D_a/(1{,}15 \div 1{,}25). \tag{2.26'}$$

Здесь следует отметить, что при двигателях постоянного тока из-за большего напряжения обмоток по отношению к земле изоляция (в частности, у катушек главных полюсов) толще, следовательно, хуже их теплоотдача и приходится назначать меньшую плотность тока, т. е. увеличивать сечение меди. Сказанное приводит к бóльшим размерам катушек, места для них надо больше и надо выбирать большее значение централи $Ц$ по отношению к D_a.

Централь при прямозубой передаче (передача односторонняя)

$$Ц = \frac{m(Z+z)+m}{2},$$

откуда, заменив $Z = \mu z$, получим число зубьев шестерни

$$z = \frac{\frac{2Ц}{m} - 1}{\mu + 1}. \tag{2.27}$$

Модуль передачи находят по величине $M_н = 974\, P_н/n_н$ по рис. 2.3. Для достаточно мощных двигателей этого типа обычно $m = 12$. Число зубьев большого колеса $Z = \mu z$. Значения Z и z округляют до целых чисел и окончательно увязывают с величинами $Ц$ и D_a.

В заключение следует отметить, что в рассматриваемом опорно-рамном исполнении двигателя обычно не удается получить большого передаточного числа μ, поэтому этот тип привода целесообразен главным образом для пассажирских, достаточно быстроходных электровозов. Для грузовых электровозов более целесообразен привод с плоской шатунной муфтой, описание которого дано в § 20.10.

§ 6.4. Приближенная оценка длины сердечника якоря в соответствии с габаритным ограничением двигателя в осевом направлении

Размещение тягового двигателя опорно-осевого исполнения под локомотивом достаточно жестко ограничивает длину шихтованного пакета якоря l_a. Основные размеры отдельных элементов машины в осевом направлении приведены на рис. 2.10.

При ширине колеи 1520* мм расстояние между ребордами колес $L_{\text{реб}}$ = 1440 мм (рис. 2.10, *а*). С учетом необходимых зазоров между последними и кожухами зубчатых передач полная длина двигателя с редуктором $L_{\text{д+ред}}$ = 1370 мм. Длина самого двигателя без зубчатой передачи с ее кожухами:

при двусторонней передаче

$$L_{\text{д}} \leqslant 1020 \div 1085 \text{ мм};$$

при односторонней

$$L_{\text{д}} \leqslant 1135 \div 1185 \text{ мм}.$$

С учетом нужных зазоров между подшипниковыми щитами и зажимным конусом коллектора, с одной стороны, и головками задних лобовых соединений обмотки якоря, с другой, полная длина якоря (см. рис. 2.10, *б*) $L_{\text{як}} \leqslant 900$ мм. В этот размер входят: длина пакета якоря l_a, передний и задний вылеты лобовых соединений обмотки $l_{\text{вп}}$ и $l_{\text{вз}}$, полная длина коллектора $l_{\text{к}}$ и выступающая часть его зажимного конуса ($l_{\text{м}} + \Delta_{\text{б}}$).

Рис. 2.10

* Ширина колеи 1520 мм принята на железных дорогах СССР. Зарубежные страны имеют железные дороги и с шириной колен 1435 мм.

Все перечисленные размеры при детальном расчете машины уточняют подробными расчетами и конструктивной разработкой отдельных узлов двигателя — здесь же для предварительной ориентировки наметим их следующим образом.

Вылеты обмотки применительно к обозначениям на рис. 2.10, *б* и *в* равны:

$$l_{\text{вп}} = a + l_{\text{п}} + b; \tag{2.28}$$

$$l_{\text{вз}} = a + l_{\text{з}} + d. \tag{2.29}$$

Прямолинейный участок стержня обмотки при выходе из шихтованного сердечника якоря a зависит от корпусного напряжения:

$U_{\text{корп}}$, В...	500—800	800—1200	1200—2000	2000—3000
a, мм...	15	19	25	35

Длину прямолинейного участка b выбирают из условий выполнимости перехода от косой части $l_{\text{п}}$ катушки якорной обмотки к петушкам коллектора.

При горизонтальной укладке проводников обмотки в пазу якоря и впайке концов проводников в петушки коллектора без предварительного уменьшения их толщины $b = 10 \div 12$ мм. При вертикальной раскладке проводников в пазу (укладка плашмя) необходимо предварительное изменение формы концов секций для впайки их в петушки коллектора (поворот шинок проводов на 90° и их расплющивание). В этом случае размер $b = 30 \div 40$ мм. Если поворота шинки нет, $b = 15 \div 20$ мм. Суммарный размер вылетов косых частей обмотки на задней и передней частях якоря может быть оценен по эмпирической формуле (в мм)

$$l_{\text{п}} + l_{\text{з}} = (0{,}4 \div 0{,}5)\,\frac{\pi D_a}{2p}\,. \tag{2.30}$$

Длина участка d обычно равна 25—30 мм.

Полная длина коллектора

$$l_{\text{к}} = l_{\text{кр}} + l_{\text{пр}} + b_{\text{кан}} + b_{\text{пк}}, \tag{2.31}$$

где $l_{\text{кр}}$ — рабочая длина коллектора;
$l_{\text{пр}} = 15$ мм — припуск рабочей длины коллектора на осевой разбег якоря и смещения щеткодержателей;
$b_{\text{кан}} = 8 \div 10$ мм — ширина пылевой канавки;
$b_{\text{пк}} = 18 \div 20$ мм — приближенная ширина петушков коллектора.

Значение $l_{\text{кр}}$ определяют предварительно из выражения

$$l_{\text{кр}} = \frac{P_{\text{н}}}{U p \eta_{\text{д}}} \cdot \frac{10^3}{b_{\text{щ}}\, j_{\text{щ}}}\,, \tag{2.32}$$

здесь $b_{\text{щ}} = 1{,}6 \div 2{,}5$ см — ширина щеток;
$j_{\text{щ}} = 14 \div 18$ А/см² — плотность тока под щеткой.

Вылет изоляционной манжеты коллектора $l_м$ зависит от напряжения по отношению к корпусу машины:

$U_{корп}$, В....	500—800	800—1200	1200—2000	2000—3000
$l_м$, мм....	25	32	45	60

Ширина борта зажимного конуса коллектора $\Delta_б \approx 5 \div 10$ мм.

Наконец, если машина самовентилирующаяся, то место, занимаемое вентилятором (обычно на стороне, противоположной коллектору), может быть определено как

$$\Delta b \approx 0,15 D_a + 20 \text{ мм.} \tag{2.33}$$

Здесь первое слагаемое оценивает ширину лопаток вентилятора в мм, а второе — толщину диска вентилятора.

Таким образом, длина шихтованного пакета якоря для двигателей с двусторонней передачей и независимой вентиляцией, мм, ориентировочно равна

$$l_a = L_{як} - [l_{вп} + l_{вз} + l_к + l_м + \Delta_б]. \tag{2.34}$$

То же для двигателей с односторонней передачей и самовентиляцией

$$l_a = L_{як} - [l_{вп} + l_{вз} + l_к + l_м + \Delta_б + \Delta b]. \tag{2.35}$$

Обычно длина сердечника (шихтованного пакета) якоря двигателей с опорно-осевой подвеской:

$$\left.\begin{array}{l} \text{для двигателей с двусторонней передачей} \\ l_a = 400 \div 440 \text{ мм;} \\ \text{при односторонней передаче} \\ l_a = 450 \div 480 \text{ мм;} \\ \text{для двигателей с полой втулкой и торсионным валом} \\ l_a = 360 \div 380 \text{ мм.} \end{array}\right\} \tag{2.36}$$

У двигателей с внешней карданной муфтой (см. рис. 2.8) места для двигателя остается меньше, меньше и длина сердечника якоря, который может быть встроен в такую машину.

В этом случае

$$l_a \leqslant 300 \div 315 \text{ мм.} \tag{2.37}$$

Приведенная оценка длины сердечника якоря l_a является лишь первым приближением. Окончательное ее значение устанавливают подробным электромагнитным расчетом и констуктивной разработкой машины.

Глава 7

РАСЧЕТ АКТИВНОГО СЛОЯ ЯКОРЯ

§ 7.1. Предварительные замечания

Активный слой якоря машины нагружен электрически — токами в проводниках обмотки, заложенных в пазах, и магнитно — потоками, замыкающимися через зубцы.

При расчете машины приходится выбирать обмотку якоря, устанавливать ток ее, намечать число активных проводников N и их сечение q_a, выбирать число пазов якоря Z и их размеры $h_z \times b_п$, размещать в них медь и изоляцию обмотки, устанавливать размеры зубцов и выявлять индукцию в них.

При установлении геометрии активного слоя все эти величины должны быть такими, чтобы машина получилась наиболее компактной и высокоиспользованной, т. е. чтобы с единицы рабочей поверхности якоря можно было снимать наибольшую возможную мощность, в то же время обмотка якоря не должна перегреваться выше установленных нормами пределов. Последнее зависит от токовой и магнитной нагрузок зубцового слоя, которые следует выбирать соответствующим образом.

Допустимая токовая нагрузка характеризуется тепловым фактором Aj_a, который при номинальном режиме должен быть не более величин, указанных на стр. 13. Магнитная нагрузка характеризуется индукцией в зубцах, которая в сечении на расстоянии $^1/_3$ от их основания должна быть

$$B_{z^1/_3} \leqslant 2,1 \div 2,3 \text{ Т.}$$

Более точный выбор величины $B_{z^1/_3}$ рассмотрен в § 7.3 [см. формулу (2.51)].

§ 7.2. Тип обмотки якоря и токи двигателя

В тяговых двигателях применяются *простые петлевые и волновые обмотки*.

Волновые обмотки имеют следующие преимущества перед петлевыми: они не требуют уравнительных соединений и обеспечивают лучшее использование активного слоя якоря. Последнее обусловлено уменьшением количества изоляции в пазах машины, так как из-за меньшего числа пар параллельных ветвей обмотки ($a = 1$) ток в них $i_a = I_a/2a$ больше, а число активных проводников обмотки $N = \pi D_a A / i_a$ меньше, чем при петлевых обмотках. Меньшее число активных проводников обмотки снижает, кроме того, трудоемкость изготовления машины.

Однако волновой обмотке присущи и некоторые недостатки. Наиболее серьезным является то, что из-за меньшего числа активных проводников обмотки N соответственно меньше и число коллекторных

пластин K, а следовательно, больше среднее межламельное напряжение $e_{ср}$ и, что особенно неприятно, максимальное значение e_{max}.

Кроме того, при волновой обмотке ограничена мощность машины. Для обеспечения удовлетворительной коммутации ток в проводниках якорной обмотки, или, что то же, ток в параллельной ветви обмотки i_a, не должен быть более 175—200 А. При простой волновой обмотке с $2a = 2$ это соответствует току машины $I_a = 350 \div 400$ А и при напряжении на зажимах $U = 1500$ В — мощности двигателя $P_н$ около 500 кВт.

Таким образом, при проектировании двигателя номинальной мощностью около 500 кВт возможны оба варианта машины как с простой петлевой, так и с простой волновой обмоткой.

Обычно электровозные двигатели, мощность которых больше 450—500 кВт, выполняют с петлевой обмоткой. Моторвагонные двигатели, мощность которых не превышает 230—250 кВт, делают, как правило, с волновой обмоткой.

Особенно целесообразна простая петлевая обмотка в электровозных двигателях, которые должны реализовать возможно бо́льшую мощность при максимальной частоте вращения, т. е. иметь максимально возможный коэффициент использования мощности $\kappa_и$.

Более подробные сведения по данному вопросу даны в [22].

Номинальный ток двигателя, А

$$I_н = \frac{P_н \cdot 10^3}{\eta_д U_н}, \tag{2.38}$$

где $P_н$ — номинальная мощность двигателя, кВт;
$\eta_д$ — к. п. д. двигателя по рис. 2.4.

Различают мощность продолжительную P_∞ и часовую $P_ч$ и соответственно токи продолжительный I_∞ и часовой $I_ч$.

Ранее для всех тяговых двигателей номинальными мощностью и током считали часовые значения. Согласно ГОСТ 2582—72 для электровозов номинальными мощностью и током являются продолжительные их значения P_∞ и I_∞, а для моторвагонных двигателей — часовые $P_ч$ и $I_ч$.

Следует отметить, что данные часового режима нужны и для электровозных двигателей при проведении приемо-сдаточных испытаний.

Между продолжительным и часовым токами существует определенное соотношение, зависящее от условий охлаждения двигателей, которое оценивается коэффициентом вентиляции $\kappa_в$:

$$I_\infty = \kappa_в I_ч. \tag{2.39}$$

Коэффициент вентиляции зависит от уровня напряжения:

$$\left.\begin{matrix} U_c,\ \text{В} & 3000 & 950 & 750; \\ \kappa_в & 0{,}89-0{,}90 & 0{,}93 & 0{,}955. \end{matrix}\right\} \tag{2.40}$$

Ток в параллельных ветвях обмотки или, что то же, ток в проводниках обмотки якоря при номинальном режиме, фигурирующий в расчетах машин,

$$i_a = I_н / 2a. \tag{2.41}$$

§ 7.3. Определение числа пазов якоря, их размеров, раскладки проводников в пазу и установление длины шихтованного пакета якоря

В § 6.2 и 6.3 были намечены диаметры якоря D_a, коллектора $D_к$ и число коллекторных пластин K, причем было подчеркнуто, что размеры эти предварительные, подлежащие дальнейшему уточнению.

Наиболее существенная их корректировка происходит при выполнении расчета зубцового слоя машины.

В процессе этого расчета приходится выбирать: число пазов Z якоря, размеры их $h_z \times b_п$, число коллекторных пластин на паз $u_к = K/Z$, а также раскладку проводников обмотки в пазах, их размеры и изоляцию.

Практика проектирования электрических машин и, в частности тяговых, установила границы, в которых находятся эти величины в рационально спроектированных машинах. Границы эти зачастую довольно широки, а выбору подлежит достаточно большое число величин, поэтому на этом этапе расчет выполняют обычно в нескольких вариантах, часть которых в дальнейшем по тем или иным признакам отпадает, и в конце концов останавливаются на одном, наиболее рациональном.

Число пазов якоря Z при $2p = 4$ можно предварительно наметить по данным рис. 2.11. При $2p = 6$ его увеличивают на 50%.

Обычно на полюс приходится пазов

$$\frac{Z}{2p} = Z_p \geqslant 12. \tag{2.42}$$

В двигателях с петлевой обмоткой наиболее часто $Z_p = 12{,}5$; 13,5; 14,5. Правильность выбора числа Z при данном диаметре якоря D_a может контролировать также зубцовое деление, значение которого целесообразно иметь:

$$t_1 = \frac{\pi D_a}{Z} = 22 \div 25 \text{ мм}. \tag{2.43}$$

Намеченное ранее число коллекторных пластин K позволяет установить число коллекторных пластин на паз

$$u_к = K/Z. \tag{2.44}$$

Это число должно быть целым и находиться в пределах $u_к = 3 \div 7$.

Выбор величины $u_к$ в этих границах зависит от напряжения на зажимах двигателя U:

U, В	500—800	800—1200	1250—1500
$u_к$	3	3; 4	5; 6; 7

Намечая числа Z и $u_к$, надо иметь в виду еще и следующее.

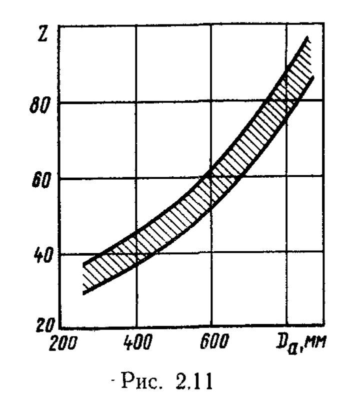


Рис. 2.11

При волновой обмотке число пазов якоря Z должно быть нечетным; при петлевой обмотке число пазов на пару полюсов Z/p — нечетное число.

Эти требования продиктованы следующими соображениями:

А. При волновой обмотке ее результирующий шаг в коллекторных делениях (элементарных пазах) $y_к = (K \pm a)/p$.

Так как $K = Zu_к$ и волновые обмотки используют обычно в моторвагонных двигателях с $2p = 4$ и в виде простых одноходовых обмоток ($p = 2$ и $a = 1$), то выражение это приобретает вид

$$y_к = (Zu_к \pm 1)/2,$$

откуда следует, что при нечетных Z и $u_к$ величина $y_к$ будет целым числом и обмотка может быть выполнена без «мертвых» проводников. При четном Z ни при каких значениях $u_к$ это не выполнимо.

При Z нечетном, $2p = 4$ и равносекционной обмотке, т. е. когда шаг по реальным пазам y_z — целое число, всегда будет иметь место укорочение обмотки, которое в пазовых делениях равно

$$\varepsilon_п = \frac{Z}{2p} - y_z = \frac{\text{нечетное число}}{4} - y_z = {}^1/_4 \text{ или } {}^3/_4.$$

Б. Требования к числу пазов якоря при петлевой обмотке обусловлены следующим. Если условие $\frac{Z}{p}$ — нечетное число выполнено, то $Z = p \times$нечетное число и

$$\frac{Z}{2p} = \frac{p \times \text{нечетное число}}{2p} = \frac{\text{нечетное число}}{2} = \text{целое число} + \frac{1}{2}.$$

Это выражение записывают в виде

$$\frac{Z}{2p} = y_z + \varepsilon_п.$$

Равенство шага y_z целому числу обеспечивает выполнение обмотки равносекционной, что рационально.

В заключение отметим, что число коллекторных пластин на паз $u_к$ определяет число активных проводников в пазу

$$N_z = 2u_к w_с, \qquad (2.45)$$

или, так как секции тяговых двигателей всегда одновитковые, т. е. $w_с = 1$,

$$N_z = 2u_к. \qquad (2.45')$$

При токе в проводнике $i_a = I_н/2a$ объем тока в пазу равен $i_a N_z$. По условиям нагревания необходимо, чтобы объем тока в пазу

$$i_a N_z \leqslant 1500 \div 1600 \text{ А}. \qquad (2.46)$$

Эти значения объема тока в пазу ориентировочные, а окончательно они выявляются расчетом нагревания.

Увязывая между собой величины K, Z и $u_к$, анализируя намечаемые варианты, надо иметь в виду следующее.

Малое число пазов Z и относительно большое число коллекторных пластин на паз $u_к$ (а следовательно, и число активных проводников в пазу N_z) позволяют иметь меньшее количество корпусной изоляции, т. е. лучше использовать активный слой якоря. Это особенно важно и эффективно для двигателей постоянного тока с высоким напряжением относительно земли $U_с = 3000$ В. Этот вариант целесообразен и с точки зрения меньшей трудоемкости изготовления машины.

Однако ему присущи следующие недостатки. Увеличивается объем тока в пазу, который не должен превысить указанные выше 1500—1600 А.

Увеличивается зубцовое деление $t_1 = \pi D_a/Z$, что расширяет зону коммутации и повышает пульсации магнитного потока. Уширение зоны коммутации может привести к проникновению в нее поля главных полюсов и ухудшить протекание коммутационного процесса. Для предотвращения этого приходится уменьшать коэффициент полюсного перекрытия α_δ, что ухудшает использование машины.

При большом числе Z и соответственно меньшем $u_к$ получаются слишком узкие зубцы и для удержания индукции в них в норме приходится увеличивать длину шихтованного пакета якоря l_a, а следовательно, и длину всей машины.

Установив число пазов, намечают их размеры $h_z \times b_п$, выбирая одновременно раскладку проводников в пазу.

Глубину паза намечают (ориентировочно) по формуле

$$h_z = (0{,}08 \div 0{,}12)\,\tau. \qquad (2.47)$$

Для мощных электровозных двигателей можно придерживаться больших h_z, так как в пазы этих машин необходимо закладывать больше меди. Это позволяет и то, что у таких двигателей достаточно большие диаметры якоря, благодаря чему ширина зубца при переходе от головки к ножке уменьшается не сильно, не увеличивая недопустимо индукцию в ножке зубца.

Возможное увеличение глубины паза благоприятно и тем, что уменьшает ширину паза $b_п$, позволяя этим в большей мере развивать ширину зубца, уменьшая индукцию в зубцах, или при данной индукции уменьшать диаметр якоря D_a.

Допустимость намечаемой глубины паза проверяют расчетом реактивной э. д. с. e_r, т. е. контролем качества коммутации. Ширину паза $b_п$ выбирают предварительно так, чтобы

$$h_z/b_п = 3 \div 6. \qquad (2.48)$$

Более точно размеры $h_z \times b_п$ устанавливают при размещении в пазу проводников с их изоляцией.

На рис. 2.12, *а* приведено вертикальное расположение проводников *1* в пазу. Следует иметь в виду, что при большом числе рядом лежащих проводников ухудшается теплоотдача от меди обмотки к стенкам паза, предрасполагая обмотку к большему нагреванию. Кроме того, проводники при малой их ширине имеют большую высоту, что приводит к возрастанию добавочных потерь в них от вихревых токов. Так как

эти потери зависят от частоты $f = pn/60$, то высоту проводника назначают в зависимости от частоты:

f, Гц	75	50	25	20
Высота проводника, мм	6,4	6,9—7,4	9,3	10,8

Если высота проводника оказывается больше приведенных значений, ее подразделяют на две части (рис. 2.12, *б*), редко на три.

Весьма эффективной мерой снижения добавочных потерь в меди обмотки является горизонтальное расположение проводников в пазу (плашмя) согласно рис. 2.12, *в*. Это значительно уменьшает высоту проводников. Кроме того, экономится место по ширине паза на изоляцию, что улучшает отвод тепла от меди обмотки к стенкам паза, снижая нагрев обмотки. Оба эти обстоятельства позволяют увеличивать тепловой фактор Aj_a (см. стр. 13), а следовательно, уменьшать размеры якоря или вписывать в данные габариты двигатели большей мощности. Можно отметить, что переход от вертикального к горизонтальному расположению проводников позволяет увеличить мощность машины примерно на 10—15%. Недостаток такого способа — необходимость развальцовки или выворачивания на 90° концов секций для заведения их в шлицы петушков коллектора, что усложняет и удорожает изготовление обмотки якоря.

Размеры меди проводников находятся по допустимой плотности тока j_a, определяемой тепловым фактором Aj_a и линейной нагрузкой якоря током A,

$$j_a = Aj_a/A. \qquad (2.49)$$

Площадь сечения меди проводника, мм²

$$q_a = i_a/j_a. \qquad (2.50)$$

Здесь еще раз может быть прокорректирована величина A в увязке с зубцовым делением t_1:

$$A = i_a N_z/t_1.$$

По значению q_a намечают размеры проводника $h_{пр} \times b_{пр}$, ориентируясь на раскладку проводников и возможные размеры паза $h_z \times b_п$.

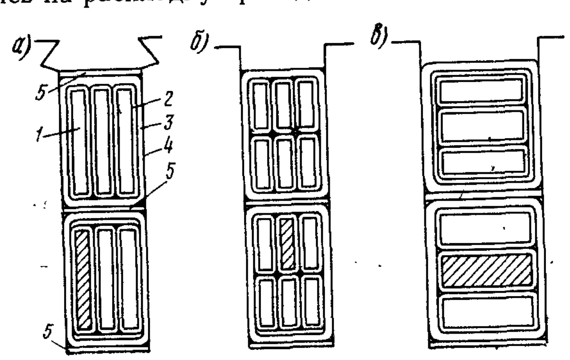


Рис. 2.12

Размеры меди округляют до ближайших по ГОСТу на обмоточную медь (ГОСТ 434—71, 6324—52 и 7019—54) (см. приложение 4).

Для выполнения этой работы надо предварительно установить место, занимаемое в пазу изоляцией, к чему и переходим.

Витковую изоляцию (2 на рис. 2.12 и 2.13) вне зависимости от напряжения выполняют одним слоем вполуперекрышу стеклослюдинитовой лентой толщиной 0,09—0,11 мм.

Если активный проводник подразделен по высоте и состоит из отдельных шинок (см. рис. 2.12, *б* и 2.13), то такую изоляцию получает каждая шинка. Если применяют изолированный провод, например марки ПСДК, изолированный двумя слоями бесщелочной стеклонити с использованием кремнийорганических лаков, то толщина изоляции проводника на две стороны равна 0,3 мм.

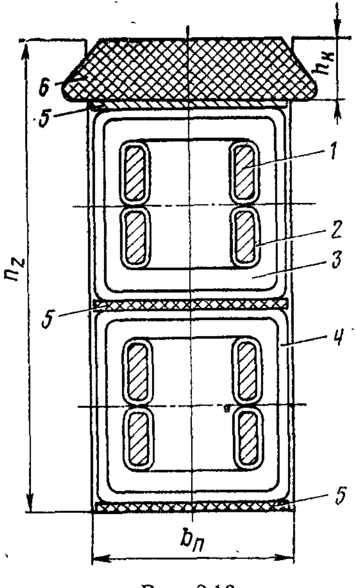


Рис. 2.13

В последнее время находит применение провод марки ПЭТВСД с эмалестекловолокнистой изоляцией двусторонней толщины 0,37—0,50 мм. По нагревостойкости это изоляция класса F.

Корпусная изоляция (3 на рис. 2.12, *а* и 2.13) является основной и толщина ее зависит от напряжения по отношению к корпусу машины (табл. 2.1).

Покровная изоляция (4 на рис. 2.12, *а* и 2.13) служит для защиты основной корпусной изоляции от механических повреждений. Вне зависимости от напряжения ее выполняют из стеклоленты (ГОСТ 5937—56) толщиной 0,1 мм одним слоем вполуперекрышу или толщиной 0,15 мм встык.

При определении места для обмотки по высоте паза учитывают еще прокладки из миканита толщиной 0,5 мм или, что реже, 0,3 мм (5 на

Таблица 2.1

Напряжение по отношению к корпусу, В	Корпусная изоляция стеклослюдинитовой лентой ЛС1К-II ОСТ (класс В) толщиной 0,11 мм вполуперекрышу	
	Число слоев	Полная двусторонняя толщина, мм
750	2,5	0,11×2,5×2×2=1,1
1000	3,5	0,11×3,5×2×2=1,54
1500	4	0,11×4×2×2 =1,76
2000	5	0,11×5×2×2 =2,20
3000	6	0,11×6×2×2 =2,64

рис. 2.12, *а* и 2.13), закладываемые на дно паза и между сторонами катушек. Такие же прокладки из миканита или электрокартона ставят под клин. Кроме того, предусматривают место для клина около 6—8 мм (не менее 5—6 мм по технологическим соображениям) при бандажном креплении 3—5 мм.

Зазор на укладку по высоте паза принимают равным 0,15—0,20 мм (иногда его не предусматривают), по ширине — 0,2—0,3 мм.

Суммированием толщины медных стержней, изоляции обмотки по ширине паза и зазора на укладку определяют ширину паза в свету. Размер ширины паза в штампе должен быть больше, чем в свету, на 0,15—0,2 мм. Величина эта зависит от технологических возможностей завода (см. пример расчета).

Широкое применение должна получить изоляция класса нагревостойкости Н на основе полиамидных лент и компаундов. Уже в настоящее время такие отечественные обмоточные провода имеют двустороннюю толщину изоляции, равную 0,24 мм. Полиамидная пленка ПМ согласно ТУ 6-05-1491—72 и ТУ 6-05-051-44—72 имеет толщины в пределах 0,03—0,06 мм, а электрическую прочность — не менее 150 кВ/мм при комнатной температуре и 115 кВ/мм после 24 ч пребывания ее в атмосфере с относительной влажностью 95 + 2%. Разрушающее ее механическое напряжение при растяжении в продольном и поперечном направлениях достигает 1200 кгс/см².

Таким образом, применение изолированных полиамидной пленкой проводов позволяет уменьшить по сравнению с проводами ПЭТВСД толщину витковой изоляции в 2—2,5 раза при одновременном увеличении пробивного напряжения и повышении класса нагревостойкости с F на Н.

За счет значительного уменьшения толщины корпусной изоляции (примерно в 2 раза) и повышения допустимого превышения температуры со 140 до 160° С с применением полиамидной пленки появляется возможность увеличения мощности тяговых электродвигателей примерно на 20—25% без изменения габаритов.

В табл. 2.2 и 2.3 приведены данные по изоляции пазовой части обмотки якоря, разработанные ВЭлНИИ для электровозных тяговых двигателей при напряжении относительно корпуса соответственно 1000 и 3000 В. Класс изоляции Н.

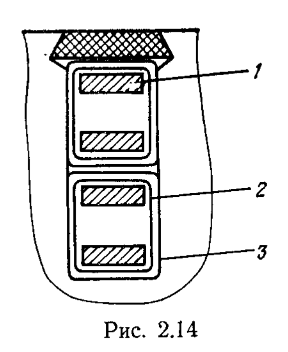


Рис. 2.14

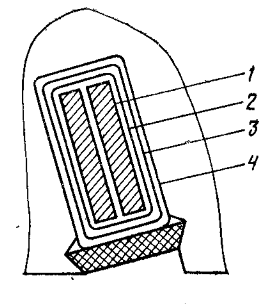


Рис. 2.15

Таблица 2.2

Позиция на рис. 2.14	Наименование	Материал	Толщина изоляции, мм	Число слоев	Число толщин	Суммарная односторонняя толщина, мм
1	Изоляция проводника	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	1	2	0,08—0,10
2	Корпусная изоляция	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	4	8	0,32—0,40
3	Покровная изоляция	Стеклолента	0,1	1	1	0,1
	Зазор на укладку					0,1
	Расшихтовка					0,075
						Σ = 0,675÷0,775

Таблица 2.3

Позиция на рис. 2.15	Наименование	Материал	Толщина изоляции, мм	Число слоев	Число толщин	Суммарная односторонняя толщина, мм
1	Изоляция проводника	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	1	2	0,08—0,10
2	Корпусная изоляция	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	6	12	0,48—0,60
3	Защитная изоляция	Лента стеклослюдинитовая ЛС25Ру-ТТ	0,09	1	2	0,18
4	Покровная изоляция	Стеклолента	0,1	1	1	0,1
	Зазор на укладку					0,11
	Расшихтовка					0,075
						Σ = 1,025÷÷1,165

Окончательные размеры всех элементов зубцового слоя устанавливают теперь, когда известно место, занимаемое в пазу медью и изоляцией. Взаимоувязка всех этих величин может потребовать исправления и диаметра якоря D_a, и общего числа проводников обмотки N, и числа коллекторных пластин K.

В заключение представляется возможным установить длину шихтованного пакета якоря l_a, убеждаясь в правильности намеченных размеров зубца по индукции $B_{z^1/_3}$, которая должна быть:

$$\left.\begin{array}{l}\text{у электровозных двигателей } B_{z^1/_3} = 2{,}1 \div 2{,}3 \text{ Т;}\\ \text{у моторвагонных } B_{z^1/_3} = 1{,}8 \div 2{,}1 \text{ Т.}\end{array}\right\} \quad (2.51)$$

Индукция $B_{z^1/_3}$ позволяет одновременно определить длину шихтованного пакета якоря l_a.

Магнитный поток машины, Вб

$$\Phi = \frac{0{,}96U_{н}\cdot 60a}{pNn}, \qquad (2.52)$$

где 0,96 $U_{н} = E$ — э. д. с. машины.

Ширина зубца на $^1/_3$ его высоты, м

$$b_{z^1/_3} = t_{^1/_3} - b_{п}, \qquad (2.53)$$

здесь $t_{^1/_3} = \pi(D_a - {}^4/_3 h_z)/Z$;

$b_{п}$ — намеченная ширина паза.

Длина шихтованного пакета якоря

$$l_a = \frac{2p\Phi}{B_{z^1/_3}\, b_{z^1/_3}\, Z\alpha_\delta \kappa_c}, \qquad (2.54)$$

где $B_{z^1/_3}$ — индукция по формуле (2.51);

κ_c — коэффициент заполнения пакета сталью;

$\kappa_c = 0{,}94$ — при марках стали Э21, Э22;

$\kappa_c = 0{,}97$ — при марках стали Э1300, Э1300А.

Величина l_a по условию вписывания двигателя в колею нормальной ширины (1520 мм), как уже отмечалось, не должна превышать значений, приведенных в (2.36) и (2.37). Если это требование не выполняется, надо еще раз пересмотреть размеры паза, а возможно, и диаметра якоря. В результате этих расчетов фиксируются окончательно величины:

$$D_a,\ l_a,\ Z,\ h_z \times b_{п},\ K,\ u_{к},\ N,\ h_{пр} \times b_{пр},\ A \text{ и } j_a.$$

Зафиксированная индукция $B_{z^1/_3}$ позволит определить и индукцию в воздушном зазоре машины (см. рис. 1.2)

$$B_\delta = B_{z^1/_3}\frac{b_{z^1/_3}}{t_1}. \qquad (2.55)$$

§ 7.4. Параметры обмотки якоря

Выбрав тип обмотки (см. § 7.2) и геометрию активного слоя якоря, установим шаги обмотки якоря.

Результирующий шаг обмотки в элементарных пазах или шаг по коллектору в коллекторных делениях:

при простой петлевой обмотке $y_{к} = 1$;

при простой волновой обмотке $y_{к} = \frac{K-a}{p} = \frac{K-1}{p}$. (2.56)

Если при волновой обмотке шаг $y_{к}$ оказывается числом не целым, то следует уменьшить K на единицу и сделать одну секцию «мертвой», т. е. не включать ее в систему обмотки.

В § 7.3 показано, что первый шаг по реальным пазам, как правило, выражается смешанным числом $y_{z1} = Z/2p \neq$ целому числу. Если обмотку надо выполнить равносекционной, то величину y_{z1} округляют до ближайшего целого меньшего числа $y_{z1} = (Z/2p)_-$ или до ближайшего большего числа $y_z = (Z/2p)_+$.

Первый шаг в коллекторных делениях равносекционной обмотки

$$y_1 = y_{z1}\, u_{к}, \qquad (2.57)$$

где $u_{к}$ — число коллекторных пластин на паз. Если обмотку надо сделать ступенчатой, то

$$y_1 = y_{z1}\, u_{к} \pm \kappa, \qquad (2.58)$$

где κ — ступенчатость, выражаемая целым числом, меньшим $u_{к}$, причем перед κ — «плюс», если $y_{z1} = (Z/2p)_-$, и «минус», если $y_{z1} = (Z/2p)_+$.

Какой величины назначать ступенчатость κ — решают подробным расчетом коммутации.

Укорочение обмотки в коллекторных делениях, необходимое при установлении ширины коммутационной зоны [см. (2.116)], равно

$$\varepsilon_{к} = K/2p - y_1. \qquad (2.59)$$

Второй шаг в коллекторных делениях:

для простой петлевой обмотки $y_2 = y_1 - 1$; (2.60)

для простой волновой обмотки $y_2 = y_{к} - y_1$. (2.61)

Второй шаг в реальных пазах находят делением обеих частей выражений (2.60) и (2.61) на $u_{к}$:

для простой петлевой обмотки $y_{z2} = y_{z1} - \frac{1}{u_{к}}$; (2.62)

для простой волновой обмотки $y_{z2} = \frac{y_{к}}{u_{к}} - y_{z1}$. (2.63)

Геометрические размеры секций обмоток при точных расчетах выявляются при конструктивной разработке машины в целом и ее элементов.

При предварительных расчетах пользуются более приближенными методами, один из которых излагается ниже [15] применительно к рис. 2.16, на котором приведены эскизы секций волновой (*б*) и петлевой (*в*) обмоток. Установим передний $l_{вп}$ и задний $l_{вз}$ вылеты обмоток:

$$l_{вп} = l_{п} + a + b; \qquad (2.64)$$

$$l_{вз} = l_{з} + a + c + d, \qquad (2.65)$$

где a — прямолинейный участок катушки при выходе из паза (с учетом радиуса изгиба), который принимают в зависимости от напряжения по отношению к корпусу:

U_c, В .... до	250	550	750	1500	3000
a, мм	13	15	19	25	35

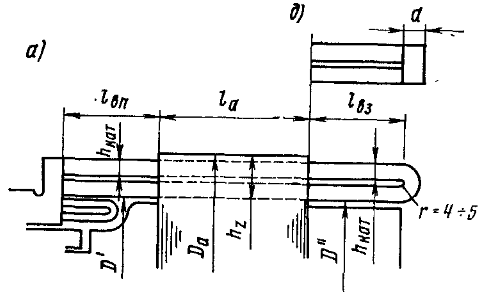
b — прямолинейный участок концов проводников при прямом подходе к петушкам коллектора, который обычно равен 12—15 мм; если концы секции приходится перекручивать, то $b = 15 \div 20$ мм, а если расплющивать, то $b = 40$ мм;

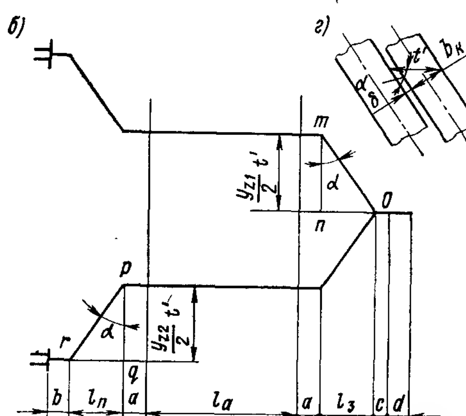
c — прямолинейный участок у головок катушек с учетом радиуса: для цельных головок — 2—5 мм, для разрезных — 12 мм;

d — размер головки катушки (см. рис. 2.16, *б*):

$$d = r + h_{кат},$$

где r — внутренний радиус изгиба головки: $r = 5$ мм; при разрезных катушках он определяется шириной скобы (рис. 2.16, *д*)





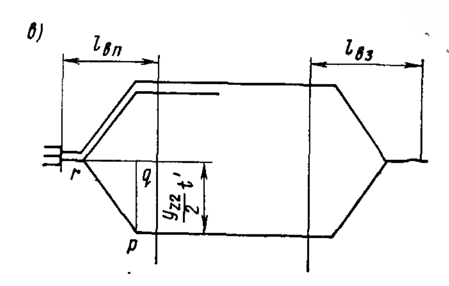


Рис. 2.16

$$d = \frac{i_a}{2h_{кат}\, j_г},$$

здесь $j_г \leqslant 0{,}25$ А/мм² — плотность тока в головке (в стыке скоба — проводник обмотки).

Наклонные части лобовых соединений: переднего $l_{кп} = pr$ и заднего $l_{кз} = mo$ (см. рис. 2.16, *б*) равны:

$$l_{кп} = \frac{\frac{y_{z2}}{2} t'}{\cos\alpha}; \qquad (2.66)$$

$$l_{кз} = \frac{\frac{y_{z1}}{2} t'}{\cos\alpha}. \qquad (2.67)$$

Вылеты косых частей с задней $l_з$ и передней $l_п$ сторон

$$l_з = \frac{y_{z1}}{2} t' \operatorname{tg}\alpha; \qquad (2.68)$$

$$l_п = \frac{y_{z2}}{2} t' \operatorname{tg}\alpha. \qquad (2.69)$$

Выражение (2.68) получено из $\triangle mno$, а (2.69) — из $\triangle pqr$. Здесь y_{z1} и y_{z2} — соответственно первый и второй шаги обмотки по пазам, определение которых было дано ранее в выражениях (2.58), (2.62) и (2.63); t' — шаг по зубцам, определенный по месту наиболее тесного расположения катушек обмотки, т. е. по наименьшему значению диаметров D' и D'' укладки лобовых частей обмотки (рис. 2.16, *а*).

Для предварительных расчетов за такой наименьший диаметр принимают $D_a - 2h_z$, тогда

$$t' = \frac{\pi(D_a - 2h_z)}{Z}. \qquad (2.70)$$

Угол α, под которым расположены наклонные части катушек, определяется возможным наименьшим зазором δ между соседними катушками. При точных конструктивных расчетах α устанавливают из эскиза размещения лобовых частей обмотки так, чтобы в наиболее тесном места $\delta = 0{,}3$ мм. Таким местом служит либо переход прямолинейной части в косую, либо место у головок обмотки или петушков коллектора (подробнее см. примеры расчетов).

Для предварительных расчетов определяют угол α (рис. 2.16, *г*) из выражения

$$\sin\alpha = (b_к + \delta)/t', \qquad (2.71)$$

где $b_к$ — толщина катушки в пазовой части.

Длина полувитка обмотки якоря (см. рис. 2.16, *б*), мм

$$l_N = l_a + 2a + l_{кз} + l_{кп} + b + c + d. \qquad (2.72)$$

Общая длина провода обмотки якоря, м

$$\Sigma l_N = N l_N \cdot 10^{-3}. \qquad (2.73)$$

Масса меди обмотки якоря, кг

$$m_N = 8{,}9 q_a \Sigma l_N \cdot 10^{-3}. \qquad (2.74)$$

Сопротивление обмотки якоря при 20° С, Ом

$$r_{a20^\circ} = \frac{\Sigma l_N}{57 q_a (2a)^2}, \qquad (2.75)$$

где $\frac{1}{57}$ — удельное сопротивление обмоточной меди при 20° С;

q_a — площадь сечения проводника обмотки, мм².

Для получения симметричной обмотки [23] необходимо, чтобы величины

$$\frac{2p}{a}, \ \frac{Z}{a} \text{ и } \frac{K}{a} \text{ равнялись целому числу.} \qquad (2.76)$$

§ 7.5. Уравнительные соединения

Известно, что даже при полной симметрии обмотки из-за неточности сборки машины и неоднородности материала возможно нарушение равенства э. д. с. в параллельных ветвях петлевых обмоток и появление уравнительных токов. Чтобы эти токи не загружали щеточные контакты, устраивают уравнительные соединения, связывающие равнопотенциальные точки обмотки.

Каждый уравнитель соединяет p равнопотенциальных точек (p — число пар полюсов). Эти точки находятся на расстоянии *шага уравнительных соединений*

$$y_у = K/p. \tag{2.77}$$

Наилучшим решением является постановка полного числа уравнителей, т. е. объединение всех точек одинакового потенциала. Однако, исходя из возможностей размещения уравнителей на якоре, часто делают неполное их число. Чем больше напряжена машина в коммутационном отношении, тем большее число уравнителей нужно ставить.

Размещают уравнители или на стороне коллектора, впаивая их в шлицы соответствующих коллекторных пластин вместе с концами секций, или на противоположной стороне якоря, присоединяя их к головкам секций. В двигателях отечественного производства используют первый способ.

Сечение уравнителя принимают равным

$$q_у = (0{,}2 \div 0{,}3)\, q_a \tag{2.78}$$

или определяют по хорошо зарекомендовавшей себя формуле

$$q_у = (0{,}1 \div 0{,}15)\,\frac{u_к q_a}{u_у}, \tag{2.79}$$

где $u_к$ — число коллекторных пластин на паз;
$u_у$ — число уравнителей на паз;
q_a — площадь сечения меди обмотки якоря (если проводник якоря подразделен на несколько элементарных, под q_a следует понимать суммарную площадь их сечения).

Опыт показывает, что целесообразнее выполнять большее число уравнителей с меньшим поперечным сечением, чем применять меньшее их число с бóльшим поперечным сечением.

Глава 8

ВЫБОР ЧИСЛА И РАЗМЕРОВ ЩЕТОК И УСТАНОВЛЕНИЕ РАБОЧЕЙ ДЛИНЫ КОЛЛЕКТОРА

§ 8.1. Выбор числа и размеров щеток

Длина рабочей части коллектора $L_к$ определяется числом и размерами щеток в одном щеткодержателе, а также поверхностью коллектора, необходимой для его охлаждения. В тяговых двигателях число щеткодержателей g обычно равно числу полюсов ($g = 2p$).

Контактная поверхность щеток одного щеткодержателя

$$S_щ = \frac{I_н}{j_щ g/2}, \tag{2.80}$$

где $j_щ$ — плотность тока под щеткой, А/см².

Обычно при номинальном режиме

$$j_щ = 8 \div 18 \text{ А/см}^2. \tag{2.81}$$

Устанавливая размеры щеток, прежде всего намечают их ширину

$$b_щ = \gamma t_к, \tag{2.82}$$

где $t_к$ — коллекторное деление;
γ — число коллекторных делений, перекрытых щеткой (щеточное перекрытие).

Для двигателей с номинальным напряжением 1500 В желательно удовлетворить условию [2]

$$1{,}9 < \gamma \leqslant u_к, \tag{2.83}$$

где $u_к$ — число коллекторных пластин на паз.

Щеточное перекрытие находится обычно в пределах

$$\gamma = 3 \div 6. \tag{2.84}$$

Следует помнить, что от ширины щетки зависит ширина зоны коммутации $b_к$ [см. формулу (2.114)], которая, чтобы в нее не проникало поле главных полюсов, увязывается с междуполюсным пространством $\tau(1 - \alpha_\delta)$ (см. рис. 1.5) выражением

$$\frac{b_к}{\tau(1-\alpha_\delta)} < 0{,}55.$$

Заменив в этом выражении $b_к$ по формуле (2.114), учитывая (2.82), после преобразований получаем максимально допустимую ширину щетки

$$b_щ \leqslant 0{,}55\,\frac{D_к}{D_a}\,\tau(1-\alpha_\delta) - t_к\left(u_к + \varepsilon_к - \frac{a}{p}\right). \tag{2.85}$$

Для улучшения контакта часто щетки делают составными из двух. При таком исполнении благодаря уменьшению инерции щетки контакт между нею и коллектором становится менее чувствительным к вибрациям и эксцентричности коллектора, что улучшает коммутацию.

Намечая ширину щетки, следует округлять ее до ближайшего стандартного размера по ГОСТ 12232—66 (см. приложение 6). Для тяговых двигателей обычно $b_щ$ = 16; 20; 25; 32 мм или в случае составных щеток $b_щ$ = 2 · 8; 2 · 10; 2 · 12,5; 2 · 16 мм. Общая длина щеток одного щеткодержателя $L_щ = S_щ/b_щ$. Эту длину подразделяют на длины отдельных щеток. Длина щетки, как и ширина, ограничивается желанием иметь небольшую ее массу. Однако увлекаться чрезмерным подразделением не следует, так как большое число щеток в щеткодержателе ($n_щ$) усложняет конструкцию последнего и затрудняет обслуживание и смену щеток. Обычно $n_щ = 2 \div 3$.

Намечаемая длина щетки

$$l_щ = L_щ/n_щ \tag{2.86}$$

должна быть округлена до значения, предусмотренного ГОСТ 12232—66; обычно $l_щ$ = 32; 40; 50 мм.

Установив размеры щеток и число их в щеткодержателе, фиксируют окончательно плотность тока под щеткой, А/см²:

$$j_{щ} = \frac{2I_a}{gn_{щ}\, l_{щ}\, b_{щ}}\,. \qquad (2.87)$$

Устанавливая общую длину щеток в щеткодержателе $L_{щ} = n_{щ} l_{щ}$, следует проверять эту величину по фактору искрения (см. § 11.8). Последний, определяемый по формуле (2.205), должен соответствовать работе машины со степенью искрения $1^1/_4 - 1\,^1/_2$ (см. рис. 2.45). Что касается марки щеток, то обычно для тяговых двигателей используют электрографитированные щетки марок ЭГ-2А, ЭГ-74, ЭГ-61 и ЭГ-38.

§ 8.2. Определение рабочей длины коллектора

Рабочая длина коллектора, мм

$$L_{к} = n_{щ}\, l_{щ} + 3\,(n_{щ} - 1) + 8. \qquad (2.88)$$

Второе слагаемое этого выражения учитывает шахматное расположение щеток отдельных щеткодержателей, а последнее — припуск на осевое перемещение якоря.

Остальные размеры коллектора — канавку для выхода шлифовального круга и ширину петушков коллектора — намечают при механическом расчете коллектора.

Достаточность длины рабочей части коллектора по нагреву можно оценить по эмпирической формуле [2]

$$L_{к} \geqslant 0{,}7\,\frac{I_{н}}{D_{к}}, \qquad (2.89)$$

где $D_{к}$ — в см.

Современные мощные высокоиспользованные двигатели работают с весьма высокой окружной скоростью коллектора, и это определенным образом влияет на надежность работы машин и обусловливается не только действием центробежных сил на элементы коллектора, но и его нагреванием.

Тепловую напряженность коллектора характеризуют удельные потери на коллекторе $p_{к\,уд}$, Вт/см². Общие потери на коллекторе состоят из электрических потерь в переходном слое щеточного контакта и механических от трения щеток о коллектор. Последние являются достаточно большими даже при номинальном режиме работы машины. При работе машины с максимальной частотой вращения эта составляющая потерь становится еще большей, а потери в переходном слое из-за малого тока еще меньше.

При режиме испытательной частоты вращения с электрическими потерями на коллекторе по их малости можно не считаться и нагрев коллектора относить только за счет механических потерь на нем. На основании этого возможно [25] использовать удельные поверхностные потери на коллекторе от трения щеток при испытательной частоте вращения в качестве критерия надежности, работоспособности и долговечности коллектора.

В работе [25] предлагается определять эти удельные потери, Вт/см², по формуле

$$p_{к\,уд} = \frac{981\rho p_{щ}\, v_{ки}\, \Sigma S_{щ}}{(\pi D_{к} - K\Delta_{из})\, L_{к}}\,, \qquad (2.90)$$

где ρ — коэффициент трения, который можно принимать равным 0,17;
$p_{щ}$ — давление на щетку: $p_{щ} = 0{,}35 \div 0{,}50$ кгс/см² для опорно-осевых двигателей; $p_{щ} = 0{,}25 \div 0{,}30$ кгс/см² для опорно-рамных;
$v_{ки}$ — окружная скорость коллектора при режиме испытательной частоты вращения: $v_{ки} = 1{,}25\, v_{кmax}$ — при параллельном соединении двигателей; $v_{ки} = 1{,}35 \times v_{кmax}$ — при последовательном;
$\Delta_{из}$ — толщина изоляции между пластинами коллектора, см;
$\Sigma S_{щ}$ — общая площадь прилегания щеток к коллектору, см².

Определенные таким образом удельные потери

$$p_{к\,уд} \leqslant 4 \div 5 \text{ Вт/см}^2. \qquad (2.91)$$

Если выражения (2.90) и (2.91) не удовлетворяются, следует пересмотреть размер длины щеток и соответственно увеличить длину рабочей части коллектора $L_{к}$.

Глава 9

КОМПЕНСАЦИОННАЯ ОБМОТКА И ЕЕ РАСЧЕТ

§ 9.1. Предварительные замечания

Устройство в машине компенсационной обмотки является наиболее совершенной мерой подавления поперечной реакции якоря, позволяющей снизить максимальные межламельные напряжения приблизительно на 25% в стационарных режимах и на 40—50% в переходных.

Применение компенсационной обмотки благоприятно и тем, что позволяет уменьшить массу меди обмоток остова. Объясняется это (несмотря на появление лишней обмотки) существенным уменьшением числа витков обмоток как главных, так и добавочных полюсов. Главных полюсов — за счет того, что можно делать относительно небольшим воздушный зазор под этими полюсами, а добавочных — потому, что существенно уменьшается доля их н. с., нужной для компенсации н. с. якоря по поперечной оси машины.

Однако наличие компенсационной обмотки несколько усложняет машину, увеличивает число возможных очагов аварий, в некоторой мере снижает ее ремонтопригодность.

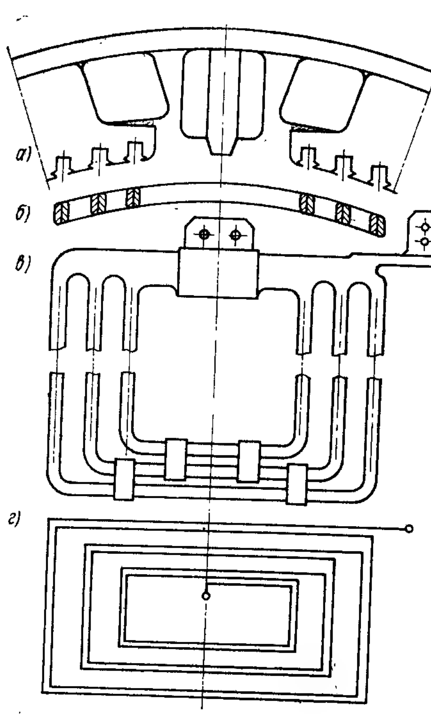


Рис. 2.17

Слабым местом компенсационных обмоток являются их лобовые соединения и переходы между катушками, так как ограниченность места в тяговых двигателях не позволяет в достаточной мере надежно крепить эти элементы обмотки. Поэтому компенсационную обмотку применяют, лишь убедившись проведением ряда сравнительных расчетов в ее безусловной необходимости.

Обычно ее устройство считают оправданным [4], когда $\kappa_v > 2$, требуется при максимальной скорости движения реализовать мощность более $0{,}5\,P_н$, $e_{ср} > 17 \div 18$ В, $\varepsilon_{ср} > 35 \div 40$ В/см, $\Delta_{из} = 1{,}2$ мм и масса двигателя на единицу мощности должна быть возможно меньшей.

Наконец, применение компенсационной обмотки считают всегда оправданным для двигателей мощностью $P_н \geqslant 700$ кВт, предназначаемых работать с малыми степенями возбуждения.

Конструктивное выполнение компенсационных обмоток общеизвестно [27]. Здесь отметим лишь одно решение, реализуемое в настоящее время в тяговом электромашиностроении [26]. Обмотку выполняют катушечной так, как это представлено на рис. 2.17, *в*. Особенность в том, что ее укладывают не в радиальные пазы наконечников главных полюсов, а в пазы, осевые линии и боковые стенки которых параллельны осевым линиям добавочных полюсов (рис. 2.17, *а*). Подобное конструктивное решение весьма упрощает и облегчает монтаж машины как при ее изготовлении, так и при ремонте, так как позволяет катушки компенсационной обмотки (рис. 2.17, *б*) заготавливать заранее, а затем закладывать их в открытые пазы наконечников главных полюсов. Крепление обмотки в пазах клиновое. На рис. 2.17, *г* показано соединение витков обмотки.

§ 9.2. Определение параметров и намагничивающей силы компенсационной обмотки

Для того чтобы н. с. катушек отдельных полюсов компенсационной обмотки были равны между собой, их следует включать последовательно в одну цепь ($a_{ко}=1$). При включении в несколько параллельных

ветвей ($a_{ко} \geqslant 2$) трудно обеспечить равномерное распределение между ними токов из-за влияния контактных сопротивлений, а следовательно, и равенство н. с. обмоток отдельных полюсов.

Таким образом, ток в витках компенсационной обмотки в общем случае равен

$$I_{ко} = I_н / a_{ко}. \quad (2.92)$$

При токе якоря $I_н \leqslant 1500$ А, что является обычным даже в очень мощных тяговых электродвигателях, можно применять последовательное соединение катушек компенсационной обмотки, т. е. делать

$$a_{ко} = 1. \quad (2.93)$$

Расчет компенсационной обмотки выполняют, исходя из ее основного назначения — компенсировать н. с. якоря в границах расчетной полюсной дуги b_δ, поэтому линейную нагрузку током вдоль этой дуги, А/см, принимают приблизительно такой же, как и у якоря, т. е.

$$A_{ко} \approx A. \quad (2.94)$$

Компенсационная обмотка размещается в пазах наконечников главных полюсов. Большое число пазов на полюсе трудно размещать, однако его нельзя делать и чрезмерно малым.

Чем меньше пазов, тем при данной линейной нагрузке $A_{ко}$ больше объем тока в каждом пазу $I_{zко}$. По условиям охлаждения объем тока в пазу для больших и средних машин [27]

$$I_{zко} \leqslant 1800 \div 2000 \text{ А}. \quad (2.95)$$

Кроме того, при малом $Z_{ко}$ н. с. компенсационной обмотки распределяется вдоль дуги полюса очень неравномерно, приводя к сильному искажению поля в зазоре машины, а в связи с этим к увеличению максимальных межламельных напряжений e_{max}.

Тоффлингер [28] отмечает, что нельзя иметь число пазов компенсационной обмотки

$$Z_{ко} < 4. \quad (2.96)$$

На этом положении следует остановиться подробнее.

Г. В. Василенко [29] выполнены варианты расчета электровозного двигателя мощностью $P_ч = 950$ кВт с напряжением на зажимах $U = 950$ В и частотой вращения $n_н = 740$ об/мин для наиболее трудного режима, характеризующегося данными:

отношение максимальной скорости к часовой $\kappa_v = 2{,}15$;

использование мощности при максимальной скорости $\kappa_и = 0{,}75$ и минимальной степени возбуждения $\beta_{min} = 0{,}35$.

Варьировалось число пазов компенсационной обмотки $Z_{ко}$ и число витков ее $w_{ко}$ на полюс.

Расчет e_{max} выполняли по формуле (1.103).

Результаты расчетов сведены в табл. 2.4.

Данные этой таблицы показывают, какое влияние на величину e_{max} оказывает число пазов на полюс компенсационной обмотки $Z_{ко}$.

Таблица 2.4

Показатель	Варианты			
	$w_{ко}=8$; $Z_{ко}=8$	$w_{ко}=6$; $Z_{ко}=6$	$w_{ко}=8$; $Z_{ко}=4$	$w_{ко}=8$; $Z_{ко}=16$
e_{max}	24,3	37,2	30,2	19,9
$\frac{F_{ко}}{\alpha_\delta F_{aq}}$	1,032	0,766	1,032	1,032

В формуле для e_{max} это учитывается слагаемым $\frac{1}{Z_{ко}}\alpha_\delta F_{aq}$. Чем больше пазов $Z_{ко}$, тем это слагаемое меньше, тем меньше повышение пикового значения н. с. и индукции в воздушном зазоре, а следовательно, e_{max}.

Уменьшение $Z_{ко}$ с 8 до 4 при $w_{ко} = 8$ (см. табл. 2.4) увеличивает e_{max} с 24,3 до 30,2 В, т. е. на 25%, а увеличение $Z_{ко}$ с 8 до 16 уменьшает e_{max} с 24,3 до 19,9 В, т. е. на 22%.

Данные табл. 2.4 показывают, кроме того, влияние на величину e_{max} «степени компенсации» обмоткой поперечной реакции якоря $\nu_{ко}$, которая должна быть

$$\nu_{ко} = \frac{F_{ко}}{\alpha_\delta F_{aq}} \geqslant 1{,}03. \qquad (2.97)$$

При этом даже в самых трудных условиях работы e_{max} не превышает значения $\sim$ 25 В, при котором возникающие на коллекторе вспышки не могут привести к образованию кругового огня на коллекторе.

Больше того, наиболее рациональный вариант ($w_{ко} = 8$; $Z_{ко} = 8$, см. табл. 2.4) был развит в направлении возможности еще большего использования двигателя и было установлено, что для получения этого можно еще больше понизить степень возбуждения двигателя, доведя до значения $\beta_{min} = 0{,}2$. При этом максимальное межламельное напряжение оказалось равным $e_{max} = 28 \div 30$ В, т. е. и в этом случае машина оказывается надежной в смысле потенциальной ее напряженности.

Изложенное касается двигателей постоянного тока.

В § 19.8 будет показано, что правильно спроектированная компенсационная обмотка в двигателях пульсирующего тока играет дополнительную положительную роль: резко снижает переменную небалансную э. д. с. в коммутируемых секциях, улучшая протекание коммутационного процесса. Для этих машин рекомендуется иметь

$$\nu_{ко} = 1{,}07 \div 1{,}17. \qquad (2.98)$$

Наконец, следует отметить, что во избежание возникновения вибраций машины вследствие колебания магнитного потока в воздушном зазоре (из-за изменения магнитной проводимости его) зубцовый шаг по полюсному наконечнику $t_{zко}$ должен отличаться от зубцового шага по якорю t_1 не менее чем на 10%.

Это требование можно записать так:

$$Z_{ко} \neq (0{,}9 \div 1{,}1)\frac{Z}{2p}\alpha, \qquad (2.99)$$

где Z — число пазов якоря; α — полюсное перекрытие.

Обычно число пазов на полюс $Z_{ко} = 6 \div 12$.

Число витков компенсационной обмотки $w_{ко}$ определим из выражения (2.97):

$$F_{ко} = \nu_{ко}\alpha_\delta F_{aq}.$$

Так как, с другой стороны,

$$F_{ко} = I_{ко}w_{ко} = \frac{I_a}{a_{ко}}w_{ко},$$

то

$$\frac{I_a}{a_{ко}}w_{ко} = \nu_{ко}\alpha_\delta F_{aq},$$

откуда число витков компенсационной обмотки на полюс

$$w_{ко} = \nu_{ко}\frac{\alpha_\delta F_{aq}a_{ко}}{I_a}. \qquad (2.100)$$

Далее должно быть определено число витков в секции[1] компенсационной обмотки $w_{ско}$, или, что то же, число эффективных проводников в пазу $N_{zко}$

$$w_{ско} = N_{zко} = \frac{I_{zко}}{I_{ко}} = \frac{I_{zко}a_{ко}}{I_a}. \qquad (2.101)$$

Число это необходимо округлить до целого. На рис. 2.17 число секций равно 3, а $N_{zко} = w_{ско} = 2$.

После указанных округлений н. с. компенсационной обмотки на полюс (т. е. полный ток в полюсном наконечнике)

$$F_{ко} = Z_{ко}N_{zко}\frac{I_a}{a_{ко}}.$$

После округлений величин $Z_{ко}$ и $N_{zко}$ «степень компенсации»

$$\nu_{ко} = \frac{F_{ко}}{\alpha_\delta F_{aq}} = \frac{Z_{ко}N_{zко}I_a}{\alpha_\delta F_{aq}a_{ко}} \qquad (2.102)$$

и она должна удовлетворять требованию (2.97) или (2.98).

Выполнение этого требования особенно важно для тяговых двигателей — машин, работающих с большими перегрузками и широким регулированием частоты вращения значительным ослаблением возбуждения, т. е. в условиях, когда межламельные напряжения приближаются к максимально допустимым.

[1] Секцией компенсационной обмотки называют часть ее, расположенную в паре пазов, находящихся в наконечниках смежных полюсов разной полярности.

§ 9.3. Размеры пазов, их размещение и параметры компенсационной обмотки

В компенсированных машинах воздушный зазор $\delta_{гл}$ делают равномерным и, как отмечалось в § 4.3, связь между расчетной полюсной дугой b_δ и геометрической $b_р$ может быть оценена выражением (1.70).

На рис. 2.18 намечен эскиз сердечника главного полюса с шириной наконечника $b_р$.

При размещении в наконечнике пазов и установлении их размеров руководствуются следующими соображениями. Первый паз размещают так, чтобы крайний зубец полюса имел в головке, обращенной к якорю, минимальную по механическим соображениям ширину, равную приблизительно 4—5 мм. При этом магнитный поток полюса у его края оказывается «зажат», что затрудняет проникновение потока главных полюсов в зону коммутации. Далее наносят остальные пазы, распределяя их равномерно по ширине полюса, соблюдая требование (2.99). Размеры паза определяются размерами размещаемой в них обмотки.

Сечение проводников обмотки

$$q_{ко} = \frac{I_{ко}}{j_{ко}} = \frac{I_н}{j_{ко}\, a_{ко}}, \qquad (2.103)$$

где плотность тока $j_{ко}$ допускается на 15—20% выше, чем в обмотке якоря, т. е.

$$\left.\begin{array}{l} \text{при изоляции класса B} \ — j_{ко} = 6 \div 7 \ \text{А/мм}^2; \\ \text{при изоляции класса H} \ — j_{ко} = 7 \div 8 \ \text{А/мм}^2. \end{array}\right\} \qquad (2.104)$$

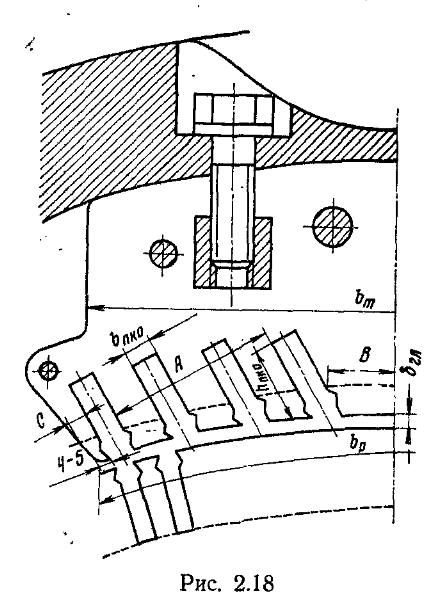


Рис. 2.18

Проводники в пазу, если их несколько, располагают обычно рядом по ширине паза (на рис. 2.17 $N_{zко} = 2$). Изоляцию пазовой части компенсационной обмотки выполняют обычно так же, как изоляцию пазовой части обмотки якоря, а именно (рис. 2.19): витковую изоляцию *2* проводника *1* — одним слоем стекломикаленты толщиной 0,13 мм вполуперекрышу, причем в лобовых частях изолируют проводники всех витков, а в пазах — через один; покровную изоляцию *4* — одним слоем стеклоленты толщиной 0,13 мм вполуперекрышу.

Что касается корпусной изоляции *3*, то ее выполняют двух типов в соответствии с данными табл. 2.5.

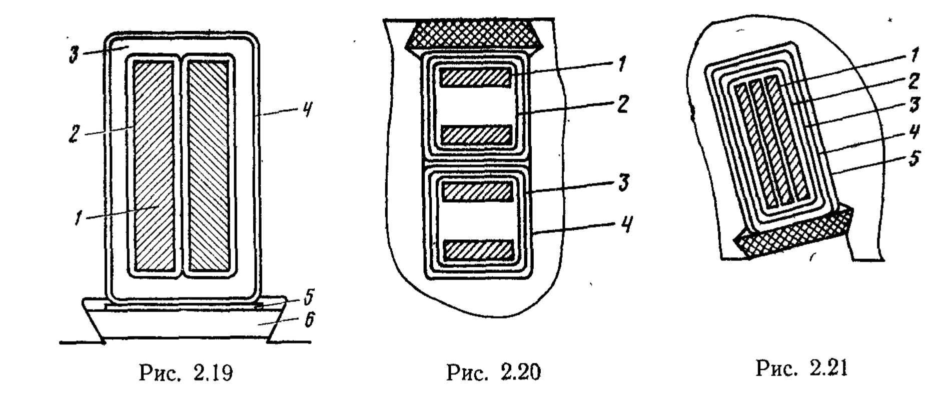


Рис. 2.19 Рис. 2.20 Рис. 2.21

Как для обмотки якоря, так и для компенсационной перспективной является изоляция полиамидной пленкой. Класс нагревостойкости ее H. Выполняют ее в соответствии с данными табл. 2.6 и 2.7 и рис. 2.20 и 2.21 соответственно для напряжения 1 и 3 кВ.

Таблица 2.5

Напряжение по отношению к корпусу, В	ВЭС-2		«Монолит-2»	
	Стеклослюдинитовая лента ЛС1к-ПОСТ (класс В) толщиной 0,11 мм вполуперекрышу		Стеклослюдинитовая лента ЛС40Ру-ТТ (класс F) толщиной 0,13 мм вполуперекрышу	
	Число слоев	Полная двусторонняя толщина, мм	Число слоев	Полная двусторонняя толщина, мм
750	4	0,11×4×2×2=1,76	4	0,13×4×2×2=2,08
1000	4	0,11×4×2×2=1,76	4	0,13×4×2×2=2,08
1500	5	0,11×5×2×2=2,20	5	0,13×5×2×2=2,6
2000	5,5	0,11×5,5×2×2=2,42	5,5	0,13×5,5×2×2=2,86
3000	6	0,11×6×2×2=2,64	6	0,13×6×2×2=3,12

Таблица 2.6

Позиция на рис. 2.20	Наименование	Материал	Толщина изоляции, мм	Число слоев	Число толщин	Суммарная односторонняя толщина, мм
1	Изоляция проводника	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	1	4	0,16—0,20
2	Корпусная изоляция	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	4	8	0,32—0,40
3	Покровная изоляция	Стеклолента	0,1	1	1	0,1
4	Пазовая изоляция	Пленка ПМ марки А	0,04	1	1	0,04
	Зазор на укладку					0,43
	Расшихтовка					0,15
					Σ=1,2÷1,32	

Таблица 2.7

Позиция на рис. 2.21	Наименование	Материал	Толщина изоляции, мм	Число слоев	Число толщин	Суммарная односторонняя толщина, мм
1	Изоляция проводника	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	1	6	0,24—0,30
2	Корпусная изоляция	Пленка ПМ марки А	0,04—0,05	6	12	0,48—0,60
3	Защитная изоляция	Лента стеклослюдинитовая ЛС25Ру-ТТ	0,09	1	2	0,18
4	Покровная изоляция	Стеклолента	0,1	1	1	0,1
5	Пазовая изоляция	Пленка ПМ марки А	0,04	1	1	0,04
	Зазор на укладку					0,465
	Расшихтовка					0,15
					Σ=1,655÷1,835	

О конструкции изоляции полиамидной пленкой см. пример расчета двигателя пульсирующего тока в § 20.3.

Определив площадь сечения меди проводников $q_{\text{ко}}$ и размеры их изоляции, устанавливают размеры ширины $b_{\text{пко}}$ и высоты $h_{\text{пко}}$ паза. При этом должны быть учтены зазоры на укладку. По ширине вследствие большой жесткости катушек зазор этот принимают относительно большим, $\Delta_{\text{укл}} = 0,6 \div 0,8$ мм, по высоте $\Delta_{\text{укл}} = 0,2$ мм. Кроме того, нужен еще припуск на штамповку. Ширина паза в свету меньше, чем в штампе, из-за смещения листов при сборке. Этот припуск по ширине паза $\Delta_{\text{шт}} = 0,2$ мм, по высоте $\Delta_{\text{шт}} = 0,1$ мм. По высоте паза должно быть предусмотрено еще место для клина *6* (см. рис. 2.19). Клин обычно № 5—6, высота его $h_{\text{кл}} = 5 \div 6$ мм. Под клином должна быть прокладка *5* толщиной 0,5 мм.

Учитывая все перечисленные размеры, по площади сечения меди $q_{\text{ко}}$ по ГОСТ 434—71 выбирают размеры этой меди, ориентируясь на допустимую высоту $h_{\text{пко}}$ и ширину $b_{\text{пко}}$ паза. Слишком большая глубина пазов приводит к увеличению радиальных размеров машины. Практика показывает [27], что для машин диаметром 50—100 см рационально иметь $h_{z\text{ко}} = 33 \div 50$ мм. Чрезмерная ширина пазов уменьшает ширину зубцов, что приводит к недопустимо большой индукции в них. Индукцию эту следует иметь:

$$\left.\begin{array}{l}\text{при сталях марок Э11 и Э21 } — B_{z\text{ко}} = 1,8 \div 1,9\ \text{Т};\\ \text{при сталях марок Э310 и Э330 } — B_{z\text{ко}} = 1,9 \div 2,0\ \text{Т};\\ \text{при сталях марок Э310, Э330, Э1300А при пульсирующем токе}\\ \qquad — B_{z\text{ко}} = 1,7 \div 1,9\ \text{Т}.\end{array}\right\} \quad (2.105)$$

Меньшие допустимые значения $B_{z\text{ко}}$ для двигателей пульсирующего тока диктуются желанием удержать в нужных границах потери в стали зубцов полюса, возникающие от пульсаций в них магнитного потока.

Бóльшие значения индукций $B_{z\text{ко}}$ в указанных пределах можно допускать при меньших значениях частоты $f = pn/60$, меньшие — при бóльших частотах f.

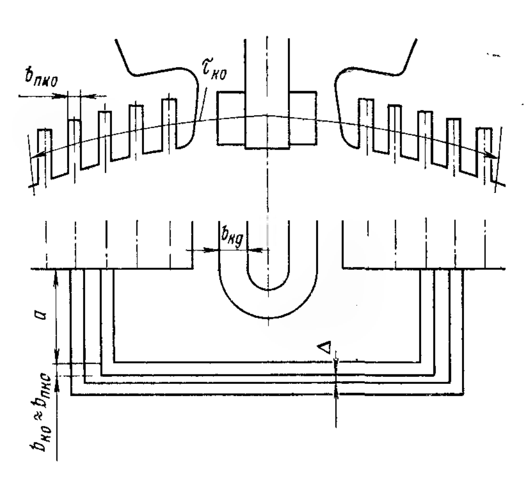


Рис. 2.22

Выполняют эту проверку, исходя из выражения

$$B_{z\text{ко}} = \frac{\sigma_{\text{нгп}}\Phi}{S_{z\text{ко}}}, \quad (2.106)$$

где Φ — рабочий магнитный поток полюса;

$\sigma_{\text{нгп}}$ — коэффициент рассеяния наконечника главного полюса, который принимают обычно

$$\sigma_{\text{нгп}} = 1,05. \quad (2.107)$$

Площадь поперечного сечения зубцов полюса, м², на расстоянии $^1/_3$ от их головок, обращенных к якорю, определяют применительно к обозначениям на рис. 2.18:

$$S_{z\text{ко}} = 2[(A - b_{\text{пко}}n_A) + B + C)\ l_m \cdot 0,97, \quad (2.108)$$

где n_A — число пазов на участке A;

0,97 — коэффициент заполнения сталью;

$b_{\text{пко}}$ — намеченный размер ширины паза, м.

Длина наконечника полюса такая же, как и его сердечника и обычно как сердечника якоря:

$$l_\text{р} = l_m = l_a. \quad (2.109)$$

Если индукция $B_{z\text{ко}}$ оказывается недопустимо большой, длину сердечника и его наконечника несколько увеличивают, доводя до

$$l_m = l_a + (5 \div 10)\ \text{мм}. \quad (2.109')$$

Длину компенсационной обмотки наиболее точно можно определить по чертежу ее катушек (рис. 2.22), используя следующие данные.

Средняя длина витка компенсационной обмотки, м

$$l_{\text{ср.ко}} = 2\,(l_{\text{лко}} + l_m), \quad (2.110)$$

где $l_{\text{лко}}$ — длина лобовой части полувитка средней катушки:

$$l_{\text{лко}} = \tau_{\text{ко}}\left(1 - \frac{\alpha_\delta}{2}\right) + 2a + b_{\text{пко}}\frac{Z_{\text{ко}}}{2} + \Delta\left(\frac{Z_{\text{ко}}}{2} - 1\right), \quad (2.111)$$

здесь

$$\tau_{\text{ко}} = \frac{\pi (D_a + 2\delta_{\text{гл}} + h_{z\text{ко}})}{2p}.$$

Структура этих формул понятна из рис. 2.18 и 2.22. В них: a назначается в зависимости от напряжения по отношению к земле; для наиболее часто встречающегося случая $U = 1000$ В, $a = 25$ мм; $\Delta = 5$ мм — зазор между торцовыми частями соседних катушек.

Сопротивление компенсационной обмотки при 20° С, Ом

$$r_{\text{ко}} = \frac{2p w_{\text{ко}} l_{\text{ср.ко}}}{57 a_{\text{ко}}^2 q_{\text{ко}}}. \tag{2.112}$$

Масса меди компенсационной обмотки, кг

$$m_{\text{мко}} = 8{,}9 l_{\text{ср.ко}} 2p w_{\text{ко}} q_{\text{ко}}. \tag{2.113}$$

В этих формулах $l_{\text{ср.ко}}$ — в м; $q_{\text{ко}}$ — в мм².

Глава 10

РАСЧЕТ СТАЦИОНАРНОЙ КОММУТАЦИИ

§ 10.1. Ширина зоны коммутации

Зоной коммутации называется, как известно, дуга окружности якоря, в границах которой находятся коммутируемые секции.

Ширину зоны коммутации определяют по известной формуле [23]

$$b_{\text{к}} = \left(\gamma + u_{\text{к}} + \varepsilon_{\text{к}} - \frac{a}{p}\right) t'_{\text{к}}, \tag{2.114}$$

где γ — число коллекторных пластин, перекрытых щеткой;
$u_{\text{к}}$ — число коллекторных пластин на паз;
a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря;
p — число пар полюсов машины;
$\varepsilon_{\text{к}}$ — укорочение обмотки в коллекторных делениях, которое определяется по данным § 7.4 и в этой формуле берется всегда с положительным знаком;
$t' = t_{\text{к}} \frac{D_a}{D_{\text{к}}}$ — коллекторное деление, пересчитанное на окружность якоря.

Формула (2.114) определяет ширину зоны коммутации как расстояние между местами, занимаемыми серединой паза в моменты начала и конца коммутационного процесса рассматриваемых секций.

В этом определении величины $b_{\text{к}}$, строго говоря, есть неточность. Дело в том, что справа и слева от средней линии паза находятся проводники, имеющие вполне определенную ширину меди, кроме того, эта ширина зависит от расположения проводников в пазу.

Для наглядности на рис. 2.23 показаны только активные стороны коммутируемых секций, лежащие в верхних слоях пазов, благодаря чему в формулах, сюда относящихся, отсутствует укорочение $\varepsilon_{\text{к}}$.

Справа на рис. 2.23 показан паз в начале процесса коммутации, слева — в момент его окончания. Принято, что якорь перемещается справа налево. Коммутируемые секции заштрихованы.

Из рис. 2.23, *а* для случая горизонтального расположения проводников (укладка «плашмя») следует, что фактическая ширина коммутационной зоны определяется не по (2.114), а по формуле

$$b_{\text{к}} = \left(\gamma + u_{\text{к}} - \frac{a}{p}\right) t'_{\text{к}} + b_{\text{пр}}, \tag{2.115}$$

где $b_{\text{пр}}$ — ширина меди проводника.

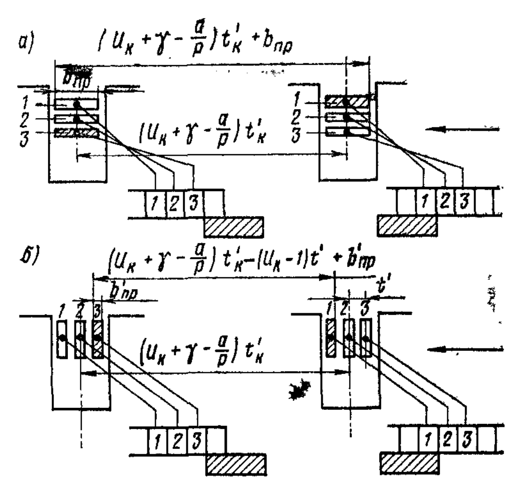


Рис. 2.23

С учетом коммутации активных сторон секций как верхнего, так и нижнего слоев обмотки

$$b_{\text{к}} = \left(\gamma + u_{\text{к}} + \varepsilon_{\text{к}} - \frac{a}{p}\right) t'_{\text{к}} + b_{\text{пр}}. \tag{2.116}$$

При вертикальном расположении проводников фактическая ширина коммутационной зоны, наоборот, уменьшается против определенной по формуле (2.114) на величину $(u_{\text{к}} - 1)t'$, что достаточно ясно из рис. 2.23, *б*:

$$b'_{\text{к}} = \left(\gamma + u_{\text{к}} + \varepsilon_{\text{к}} - \frac{a}{p}\right) t'_{\text{к}} - (u_{\text{к}} - 1) t' + b'_{\text{пр}}. \tag{2.117}$$

Расчет величины $b_{\text{к}}$ напряженных в отношении коммутации высокоиспользованных электровозных двигателей следует вести по уточненным формулам (2.116) и (2.117), предложенным Т. И. Феоктистовой [30].

§ 10.2. Общие предпосылки к расчету реактивной э. д. с.

Существует большое число различных методов и формул для расчета реактивной э. д. с. [31].

Рассмотрим хорошо зарекомендовавшие себя в электромашиностроении и, в частности тяговом, методы Р. Рихтера — М. Цорна [20, 32] и А. Б. Иоффе [15].

Способ Р. Рихтера позволяет находить реактивную э. д. с. для любого момента времени коммутационного процесса. Это его бесспорное преимущество, но он достаточно трудоемок и к нему прибегают при расчетах машин очень напряженных в коммутационном отношении.

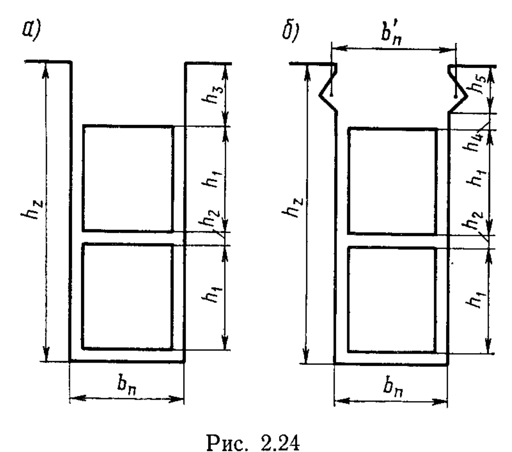


Рис. 2.24

Обычно довольствуются установлением средней за период коммутации реактивной э.д.с. Методика Р. Рихтера позволяет определять и эту величину. Эта методика была развита и расширена М. Цорном и получила название метода Р. Рихтера—М. Цорна. Наконец, средняя реактивная э. д. с. может быть определена и по достаточно широко используемой в тяговом электромашиностроении методике А. Б. Иоффе.

Пазы якоря при креплении в них обмотки бандажами имеют одну и ту же ширину $b_п$ на всей его глубине, равной h_z (рис. 2.24, *а*). В этом случае расстояние между медью обмотки и вершиной зуба оценивается размером h_3.

При клиновом креплении обмотки место, где размещается клин, $b'_п$ больше, чем остальная ширина паза $b_п$, больше здесь и магнитное сопротивление пазовому потоку (рис. 2.24, *б*).

В расчетных формулах, приводимых ниже, это обстоятельство для упрощения не учитывают и при форме паза по рис. 2.24, *б* магнитная проводимость этой его части принимается такой же, как и для паза по рис. 2.24, *а*.

Подобное упрощение оправдывается тем, что разница между $b'_п$ и $b_п$ мала, а удельный вес магнитной проводимости этого участка паза относительно невелик.

При желании отмеченным уточнением не пренебрегать магнитную проводимость рассматриваемой части паза (см. рис. 2 24, *б*) следует вычислять по формуле

$$\frac{h_4}{b_п} + \frac{h_5}{b'_п}.$$

§ 10.3. Расчет реактивной э. д. с. по методу Р. Рихтера

Реактивная э. д. с. e_r, В, возникает в коммутируемых секциях под влиянием изменения сцепленного с ними магнитного потока Φ_s:

$$e_r = -\frac{d\Phi_s}{dt}. \qquad (2.118)$$

Этот поток может быть представлен в виде суммы следующих компонентов (рис. 2.25):

$$\Phi_s = \Phi_{sп} + \Phi_{sк} + \Phi_{sл}, \qquad (2.119)$$

где $\Phi_{sп}$ — поток, замыкающийся между стенками паза;
$\Phi_{sк}$ — поток, замыкающийся через коронки зубцов;
$\Phi_{sл}$ — поток рассеяния лобовых частей обмотки.

Выражению (2.118) с учетом (2.119) придаем вид

$$e_r = -\left(\frac{d\Phi_{sп}}{dt} + \frac{d\Phi_{sк}}{dt} + \frac{d\Phi_{sл}}{dt}\right)$$

или

$$e_r = -\left(L_п \frac{di}{dt} + L_к \frac{di}{dt} + L_л \frac{di}{dt}\right), \qquad (2.120)$$

где $L_п$, $L_к$ и $L_л$ — индуктивности, соответствующие рассматриваемым компонентам.

Так как расчет ведем, имея в виду прямолинейную коммутацию, то

$$\frac{di}{dt} = \frac{2i_a}{T}.$$

Ток

$$i_a = I_a/2a,$$

а период коммутации

$$T = b_щ/v_к,$$

где $b_щ$ — ширина щетки, м;
$v_к$ — окружная скорость коллектора, м/с.

С учетом этого

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_a v_к}{ab_щ}$$

и выражению (2.120) придаем вид

$$e_r = \frac{I_a v_к}{ab_щ}(L_п + L_к + L_л). \qquad (2.121)$$

Здесь и далее знак минус перед правой частью выражения опущен.

Таким образом, для определения e_r нужно установить значения индуктивностей $L_п$, $L_к$ и $L_л$. Напомним, что под

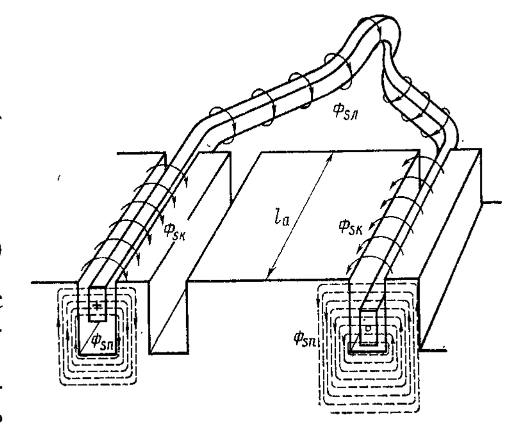


Рис. 2.25

индуктивностью понимается величина потокосцеплений той или иной части секции при токе в ней 1 А. Индуктивность пазовой части секции $L_п$ сама является сложной величиной, включая в себя:

$L_{пс1}$ — самоиндуктивность от тока в активной стороне секции, лежащей в верхнем слое паза;

$L_{пс2}$ — то же, в нижнем слое паза;

$L_{пв} = L_{пв1\text{-}2} = L_{пв2\text{-}1}$ — взаимоиндукции верхней активной стороны с нижней ($L_{пв1\text{-}2}$) и нижней с верхней ($L_{пв2\text{-}1}$).

Определим эти индуктивности.

Самоиндуктивность $L_{пс1}$ представим в виде суммы двух слагаемых (рис. 2.26, *а*) индуктивности участка высотой h_1, занятого медью обмотки с током, и участка высотой h_3 между верхней кромкой меди и уровнем головок зубцов.

Пренебрегая магнитным сопротивлением участка трубки по стали и считаясь только с участком по воздуху, т. е. поперек паза, напишем выражение для напряженности магнитного поля трубки, находящейся на расстоянии x от нижней кромки меди проводника *1*:

$$H_x = \frac{w_c x}{h_1 b_п}.$$

Индукция в трубке

$$B_x = \mu_0 \frac{w_c x}{h_1 b_п},$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума (воздуха).

Магнитный поток трубки

$$\Phi_x = B_x\, dx l_a = \mu_0 \frac{w_c x}{h_1 b_п} l_a dx,$$

где l_a — длина сердечника якоря.

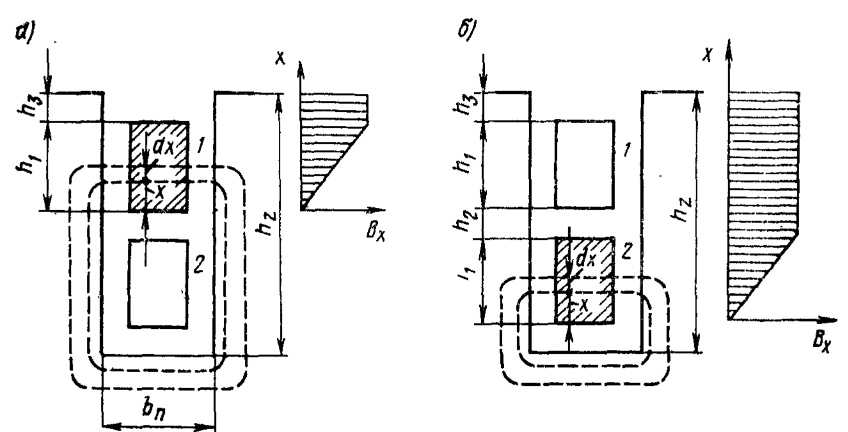


Рис. 2.26

Индукция на участке h_1 (см. рис. 2.26, *а*) нарастает от низа кверху, так как увеличивается ток, ее создающий. Потокосцепление в границах высоты h_1

$$\psi_{h_1} = \int_0^{h_1} \mu_0 \frac{w_c x}{h_1 b_п} l_a dx \frac{w_c x}{h_1} = \mu_0 \frac{w_c^2}{h_1^2 b_п} l_a \int_0^{h_1} x^2 dx = \mu_0 w_c^2 l_a \frac{1}{3} \cdot \frac{h_1}{b_п}. \tag{2.122}$$

На участке высотой h_3 магнитный поток создается полным током активной стороны секции. При токе 1 А и числе витков в секции w_c этот полный ток численно равен w_c.

Напряженность поля трубок, замыкающихся поперек паза, в этом месте $w_c/b_п$, индукция $B_{h3} = \mu_0 \frac{w_c}{b_п}$, а магнитный поток

$$\Phi_{h_3} = B_{h_3} h_3 l_a = \mu_0 \frac{w_c}{b_п} h_3 l_a.$$

Так как этот поток Φ_{h_3} сцеплен со всеми w_c проводниками верхней активной стороны секции, потокосцепление здесь будет

$$\psi_{h3} = \Phi_{h3} w_c = \mu_0 \frac{w_c^2}{b_п} h_3 l_a. \tag{2.123}$$

Таким образом, полное потокосцепление верхней активной стороны секции с учетом (2.122) и (2.123) будет

$$\psi_{пс1} = \psi_{h_1} + \psi_{h_3} = \mu_0 w_c^2 l_a \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{h_1}{b_п} + \frac{h_3}{b_п} \right). \tag{2.124}$$

Но потокосцепление при токе 1 А есть индуктивность, следовательно, самоиндуктивность активной стороны, лежащей в верхнем слое паза,

$$L_{пс1} = \mu_0 w_c^2 l_a \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{h_1}{b_п} + \frac{h_3}{b_п} \right). \tag{2.124'}$$

Выражение, стоящее в скобках, называют *коэффициентом магнитной проводимости* и обозначают λ.

Так как в данном случае речь идет о пазовой части, величине λ придают индекс п, поскольку природа явления — самоиндукция, второй индекс с, наконец, то, что это относится к активной стороне *1*, учитывают третьим значком индекса 1.

Итак,

$$\lambda_{пс1} = \frac{h_1}{3b_п} + \frac{h_3}{b_п}. \tag{2.125}$$

Выполнив для примера вывод формулы для самоиндуктивности $L_{пс1}$ активной стороны секции, лежащей в верхнем слое паза, и соответствующего коэффициента магнитной проводимости $\lambda_{пс1}$, для остальных само- и взаимоиндуктивностей и их коэффициентов магнитной проводимости приводим лишь конечные формулы.

Коэффициент магнитной проводимости:

самоиндуктивности активной стороны, лежащей в нижнем слое паза (рис. 2.26, *б*),

$$\lambda_{\text{пс}2} = \frac{4}{3} \cdot \frac{h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_2 + h_3}{b_\text{п}}; \qquad (2.126)$$

взаимоиндуктивности верхней активной стороны с нижней $\lambda_{\text{пв}1\text{-}2}$ и нижней активной стороны с верхней $\lambda_{\text{пв}2\text{-}1}$

$$\lambda_{\text{пв}} = \lambda_{\text{пв}1-2} = \lambda_{\text{пв}2-1} = \frac{h_1}{2b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}}; \qquad (2.127)$$

по коронкам зубцов

$$\lambda_\text{к} = \frac{b_{\delta\text{п}}}{4\kappa_{\delta\text{д}}\,\delta_\text{д}} \qquad (2.128)$$

и лобовых соединений

$$\lambda_\text{лоб} = 0{,}37\,\frac{l_\text{лоб}}{l_a} \lg\left(1 + \frac{\pi\tau}{4h'_z}\right). \qquad (2.129)$$

Определение магнитных проводимостей паза при укладке в нем проводников в вертикальном направлении («плашмя»). Расчет пазовых проводимостей от само- и взаимоиндуктивностей, приведенный выше, выполнен применительно к вертикальному расположению проводников в пазу. Медь по высоте расположена в два слоя.

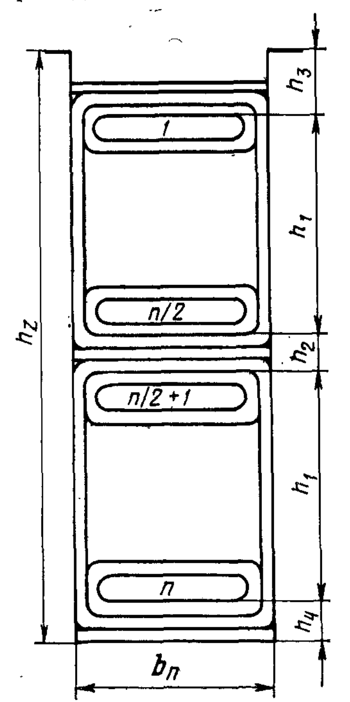


Рис. 2.27

На рис. 2.27 приведен паз якоря с n активными проводниками (или слоями меди), расположенными горизонтально («плашмя»).

Не останавливаясь на выводе, который делается аналогично изложенному выше, приведем конечную обобщающую формулу, позволяющую определять коэффициент магнитной проводимости любого из n проводников [33].

Коэффициент проводимости λ пазовой части, вызванный самоиндуктивностью проводника, лежащего в верхнем слое, имеющего порядковый номер (начиная сверху) κ,

$$\lambda_{\text{пс}1\kappa} = \frac{3\kappa - 2}{3n} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}}, \qquad (2.130)$$

где n — число слоев обмотки по высоте.

Остальные размеры показаны на рисунке.

Для проводников, находящихся в нижнем слое паза,

$$\lambda_{\text{пс}2\kappa} = \frac{3\kappa - 2}{3n} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}} + \frac{И}{b_\text{п}}, \qquad (2.131)$$

здесь $И = h_z - h_3 - h_2 - 2h_1$ — часть высоты паза, занимаемая изоляцией между нижней кромкой меди и дном паза.

Коэффициенты магнитной проводимости от взаимоиндуктивности:

для проводников верхнего слоя

$$\lambda_{\text{пв}1\kappa} = \frac{2\kappa - 1}{2n} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}}; \qquad (2.132)$$

для проводников нижнего слоя

$$\lambda_{\text{пв}2\kappa} = \frac{2\kappa - 1}{2n} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}} + \frac{И}{b_\text{п}}. \qquad (2.133)$$

Следует отметить, что формулы (2.130)—(2.133) справедливы для любой многослойной укладки проводов в пазу, в частности, и в рассмотренном выше случае вертикального их расположения. Действительно, если проводники уложены в два слоя, т. е. $n = 2$, то по формуле (2.130) для верхнего слоя ($\kappa = 1$) получим

$$\lambda_{\text{пс}1} = \frac{3\kappa - 2}{3n} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}} = \frac{3-2}{3 \cdot 2} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}} = \frac{h_1}{3b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}},$$

т. е. то же, что и по формуле (2.125).

Для нижнего слоя ($\kappa = 2$)

$$\lambda_{\text{пс}2} = \frac{3\kappa - 2}{3n} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_3}{b_\text{п}} + \frac{h_2}{b_\text{п}} = \frac{6-2}{3 \cdot 2} \cdot \frac{2h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_2 + h_3}{b_\text{п}} =$$
$$= \frac{4}{3} \cdot \frac{h_1}{b_\text{п}} + \frac{h_2 + h_3}{b_\text{п}},$$

т. е. то же, что и по формуле (2.126).

Здесь вместо $И/b_\text{п}$ фигурирует $h_2/b_\text{п}$, где h_2 — высота изоляции между медью нижнего и верхнего слоев.

Далее коэффициенты проводимости от потоков рассеяния поперек паза, т. е. от само- и взаимоиндуктивностей, используются для построения ступенчатой кривой коэффициента результирующей индуктивности паза, о чем будет речь ниже.

Определение результирующей индуктивности коммутируемых секций. Для определения реактивной э. д. с. коммутируемых секций необходимо найти предварительно суммарную индуктивность, или, что то же, суммарный коэффициент магнитной проводимости всех индуктивно связанных активных сторон секций, называемый *коэффициентом индуктивности*.

Покажем, как он находится применительно к рис. 2.28, где изображена часть обмотки с числом коллекторных пластин на паз $u_\text{к} = 3$, укорочением в коллекторных делениях $\varepsilon_\text{к} = 1{,}5$ и щеточным перекрытием $\gamma = 2{,}5$.

Так как под э. д. с. само- и взаимоиндукции секции понимается ее среднее значение, что обусловлено расчетом применительно к прямолинейной коммутации, то за время коммутации она является величиной неизменной. Неизменным, следовательно, в границах этого времени является и коэффициент магнитной проводимости. Поэтому он может быть представлен в виде высоты прямоугольника, основание которого определяется *идеальной шириной щетки* $b_{щi}$, устанавливающей время нахождения секции в состоянии короткого замыкания:

$$b_{щi} = b_{щ} - \Delta_{из}, \tag{2.134}$$

где $\Delta_{из}$ — толщина изоляции между соседними коллекторными пластинами.

Все величины, характеризующие протекание коммутационного процесса, относят к поверхности якоря, где располагаются коммутируемые секции, в связи с чем идеальной ширине щетки придают выражение

$$b'_{щi} = \frac{D_a}{D_к} b_{щi}. \tag{2.134'}$$

Так как активные стороны отдельных секций вступают в коммутацию не одновременно, прямоугольники коэффициентов проводимостей, им соответствующие, сдвинуты друг относительно друга.

На рис. 2.29 выполнено построение их для секций, активные стороны которых находятся в пазах *I* и *II* (см. рис. 2.28).

Начинают построение с прямоугольников *1*, *2* и *3*, которые соответствуют самоиндуктивности секций, активные стороны которых лежат в пазу рядом и которые замыкаются накоротко щеткой *A*. Эти прямоугольники смещены друг относительно друга на величину коллекторного деления, пересчитанного, как и щетка, на окружность якоря $t'_к = \frac{D_a}{D_к} t_к$. Высота прямоугольников определяется суммой коэффициентов проводимости $\lambda_{пс1} + \lambda_{пс2} + 2\lambda_к$. Наличие последнего слагаемого обусловлено тем, что поток рассеяния по коронкам зубцов, приводящий к появлению проводимости $\lambda_к$, возникает строго одновременно с потоками, замыкающимися поперек паза, приводящими к появлению $\lambda_{пс1}$ и $\lambda_{пс2}$. Сомножитель 2 учитывает, что поток рассеяния по коронкам зубцов создается как током в активной стороне *1*, так и *2* (см. рис. 2.26).

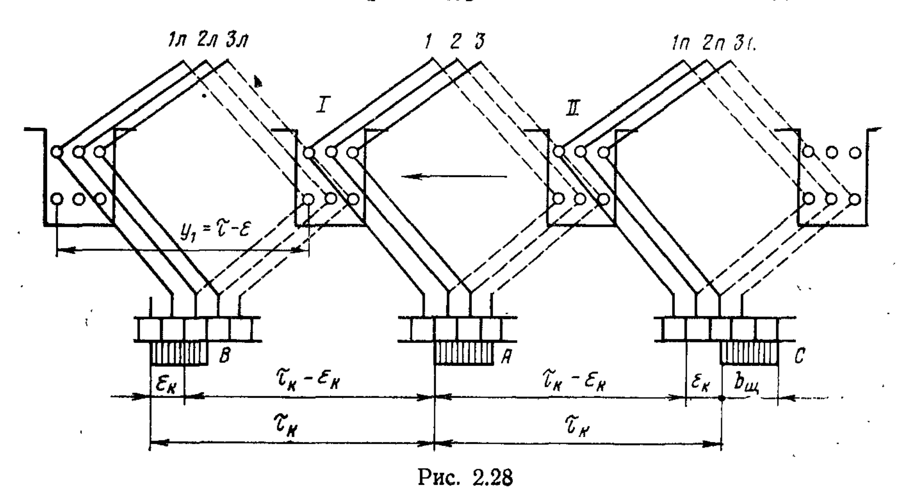


Рис. 2.28

Прямоугольники *1п*, *2п* и *3п* (см. рис. 2.29) соответствуют взаимоиндуктивностям активных сторон секций, замыкаемых накоротко смежной щеткой *C*. Они смещены на величину укорочения $\varepsilon' = \varepsilon_к D_a/D_к$ против направления вращения относительно обозначенных теми же цифрами прямоугольников *1*, *2* и *3*, а между собой на $t'_к$. Высота прямоугольников *1п*, *2п* и *3п* равна $\lambda_{пв} + \lambda_к$. Наличие двух слагаемых обусловливается тем, что поток, наводящий э. д. с. взаимоиндукции, замыкается как между стенками паза, так и по коронкам зубцов.

Взаимоиндуктивность со сторонами секций, замыкаемых накоротко щеткой *B*, учитывается прямоугольниками коэффициентов проводимости *1л*, *2л* и *3л*, смещенных относительно соответствующих прямоугольников *1*, *2* и *3* на величину укорочения ε' в сторону направления вращения.

Для получения результирующего коэффициента индуктивности секции *1*, *2* и *3* нужно сложить ординаты всех прямоугольников, на-

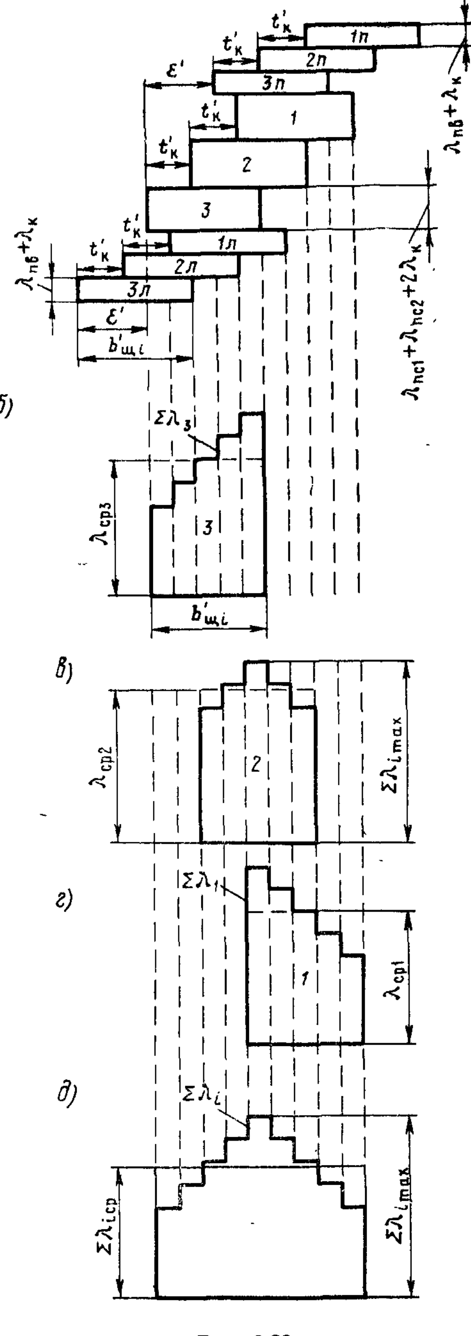


Рис. 2.29

ходящихся в границах времени протекания коммутации той или иной секции, т. е. в границах идеальной ширины щетки $b'_{щi}$. Для активных сторон секций *3*, *2* и *1* это выполнено на рис. 2.29, *б*, *в*, *г*.

Как видим, коэффициенты индуктивности отдельных секций различны и даже для данной секции не являются величиной постоянной, а изменяются по ступенчатой кривой с максимальным значением $\Sigma\lambda_{max}$.

На рис. 2.29,*д* аналогичным суммированием прямоугольников рис. 2.29,*а* получена ступенчатая кривая результирующего коэффициента индуктивности всего паза со сторонами секций *1*, *2* и *3*.

Все изложенное выше касалось индуктивностей, обусловленных потоками рассеяния в границах длины сердечника якоря l_a, но в создании реактивной э. д. с. секции, определение которой является конечной целью приводимых расчетов, участвуют и потоки рассеяния лобовых частей обмотки.

Среднее значение коэффициента магнитной проводимости лобовых частей секции $\lambda_{лоб}$ — величина постоянная (2.129), постоянна поэтому и индуктивность лобовых соединений $L_{лоб}$. Определяется она по формуле

$$L_{лоб}=\mu_0\, 2\gamma_i\, w_c^2\, l_{лоб}\, \lambda_{лоб}, \tag{2.135}$$

где $\gamma_i = b_{щi}/t_к$ — число одновременно коммутируемых секций;
w_c — число витков в секции якорной обмотки;
$l_{лоб}$ — длина лобовых соединений.

После всего сказанного реактивную э. д. с., В, определяют следующим образом.

Выражение ее (2.121) представим в виде

$$e_r=\frac{I_a v_к}{a b_{щi}}(L_п+L_к)+\frac{I_a v_к}{a b_{щi}}L_{лоб}. \tag{2.136}$$

Индуктивность $(L_п + L_к)$ — величина переменная, ибо определяется переменным результирующим коэффициентом магнитной проводимости $\Sigma\lambda_i$, представленным ступенчатой кривой на рис. 2.29, *д*.

Таким образом,

$$L_п+L_к=\mu_0\, w_c^2\, l_a\, \Sigma\lambda_i$$

и первое слагаемое выражения (2.136) представляем в виде

$$e_{\Sigma\lambda_i}=\frac{I_a v_к}{a b_{щi}}\mu_0\, w_c^2\, l_a\, \Sigma\lambda_i.$$

Аналогично второе слагаемое в соответствии с формулой (2.135):

$$e_{лоб}=\frac{I_a v_к}{a b_{щi}}\mu_0\, w_c^2\cdot 2\gamma_i\, \lambda_{лоб}\, l_{лоб}.$$

С учетом этих выражений формула (2.136) имеет вид

$$e_{ri}=\frac{I_a v_к}{a b_{щi}}\mu_0\, w_c^2\, l_a\, \Sigma\lambda_i+$$
$$+\frac{I_a v_к}{a b_{щi}}\mu_0\cdot 2\gamma_i\, w_c^2\, \lambda_{лоб}\, l_{лоб}=e_{\Sigma\lambda_i}+e_{лоб}, \tag{2.137}$$

где первое слагаемое — величина, изменяющаяся в соответствии с $\Sigma\lambda_i$, а второе — постоянная.

Графически суммирование этих величин представлено на рис. 2.30.

Реактивная э. д. с. e_r должна быть скомпенсирована коммутирующей $e_к$, создаваемой перемещением активных сторон в поле добавочных полюсов с индукцией $B_к$. Э. д. с. $e_к$ возникает как э. д. с. вращения, т. е.

$$e_к=B_к\, l v_a. \tag{2.138}$$

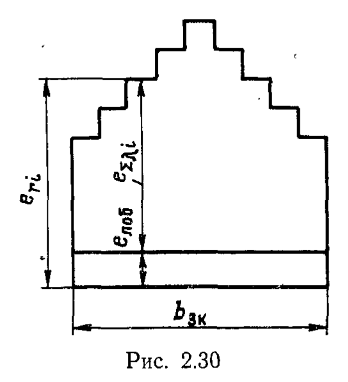


Рис. 2.30

Знание кривой распределения реактивной э. д. с. (см. рис. 2.30) позволяет наметить при необходимости соответствующее распределение индукции $B_к$ в зоне коммутации приданием наконечнику добавочного полюса нужного очертания.

§ 10.4. Определение среднего значения реактивной э. д. с. по методу Р. Рихтера — М. Цорна

Построение ступенчатых кривых для определения индуктивностей отдельных секций и средней индуктивности паза или соответственно реактивных э. д. с. секций довольно сложно и связано с большой затратой времени. Поэтому часто пользуются способом более простым, но дающим достаточную для практических расчетов точность.

Р. Рихтер указывает, что если реактивную э. д. с. компенсируют неизменной э. д. с., наводимой полем добавочных полюсов, что обычно имеет место, то наименьшее отклонение от прямолинейной коммутации, применительно к которой ведутся все расчеты, будет в том случае, если коммутирующая э. д. с. равна среднему значению реактивной. Он вводит в предыдущий расчет упрощения, базирующиеся на следующих положениях.

Будем исходить из простейшего случая, полагая, что обмотка диаметральная, т. е. $y_1 = \tau(\varepsilon = 0)$, на каждый паз приходится одна коллекторная пластина $u_к = 1$ и ширина щетки равна коллекторному делению $b_щ = t_к$.

Коммутируемые секции такой обмотки приведены на рис. 2.31, *а*.

Процесс коммутации секций, стороны которых лежат в пазах *I—II*, *II—III* и *III—IV*, замыкаемых накоротко щетками *A*, *B* и *C*, начинается и заканчивается одновременно. Поэтому прямоугольники проводимостей само- и взаимоиндукции активных сторон, лежащих в пазах *II* и *III*, располагаются точно один над другим (рис. 2.31, *б*) и общий коэффициент индуктивности паза

$$\lambda_r=\lambda_{пс1}+\lambda_{пс2}+2\lambda_{пв}. \tag{2.139}$$

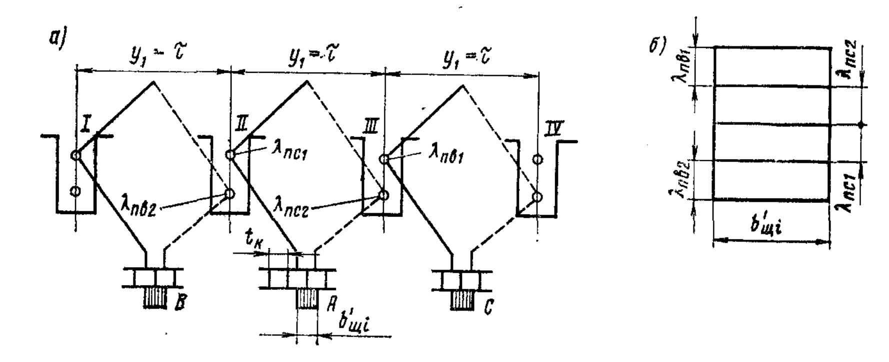


Рис. 2.31

С учетом выражений (2.125), (2.126) и (2.127) эта формула принимает вид

$$\lambda_r = \frac{4}{3}\cdot\frac{h_1}{b_п} + \frac{h_2+h_3}{b_п} + \frac{h_1}{3b_п} + \frac{h_3}{b_п} + 2\left(\frac{h_1}{2b_п} + \frac{h_3}{b_п}\right). \quad (2.140)$$

Упрощая расчет, будем считать медь обмотки расположенной в один слой высотой $h = 2h_1$.

Выводом, аналогичным устанавливающим формулы для $\lambda_{пс1}$ и $\lambda_{пс2}$, находим коэффициент индуктивности пазовой части для этого случая

$$\lambda_N = \frac{h}{3b_п} + \frac{h_3}{b_п} = \frac{2h_1}{3b_п} + \frac{h_3}{b_п}. \quad (2.141)$$

За время коммутации при изменении тока в активных сторонах и, следовательно, потока рассеяния секции, помимо э. д. с., возникающих в сторонах секций, в толщах отдельных проводников возникают вихревые токи, оказывающие экранирующее влияние на процесс становления потоков, их вызывающих, уменьшая магнитную проводимость на этих участках.

Это учитывается введением в формулу (2.141) коэффициента κ_i:

$$\lambda_N = \kappa_i\frac{2h_1}{3b_п} + \frac{h_3}{b_п}. \quad (2.141')$$

Коэффициент κ_i определяют по рис. 2.32 в зависимости от приведенной высоты проводника

$$\xi = h_{пр}\sqrt{\frac{b_м\,\omega'\,\lambda_м\,\mu_0}{2b'_п}}, \quad (2.142)$$

где $h_{пр}$ — высота элементарного проводника, м;
$b_м$ — суммарная ширина меди в пазу, м;
$b'_п$ — ширина паза в штампе, м;
$\lambda_м$ — удельная проводимость меди при ожидаемой температуре, См/м;
$\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}$ Г/м — магнитная проницаемость воздуха;
$\omega' = 2\pi f'$, здесь

$$f' = \frac{v_к}{2t_к\left(u_к + \gamma - \frac{a}{p}\right)};$$

$v_к$ и $t_к$ — в м/с.

Сравнив величины λ_r и λ_N (2.140) и (2.141), нетрудно установить, что

$$\lambda_r \approx 4\lambda_N. \quad (2.143)$$

Переходя от рассмотренного элементарного, теоретического случая к реальному, когда $u_к > 1$, $\varepsilon \neq 0$ и $\gamma_i = \frac{b_{щi}}{t_к} > 1$, скажем, что число прямоугольников коэффициентов магнитной проводимости соответствующим образом увеличится и они сдвинутся друг относительно друга, подобно тому, как это было рассмотрено на рис. 2.29.

Р. Рихтер [20], построив картины, аналогичные изображенной на рис. 2.29, для ряда практически обычных комбинаций величин $u_к$, $\varepsilon_к$ и γ_i, установил в формуле (2.141) для каждой из них поправку

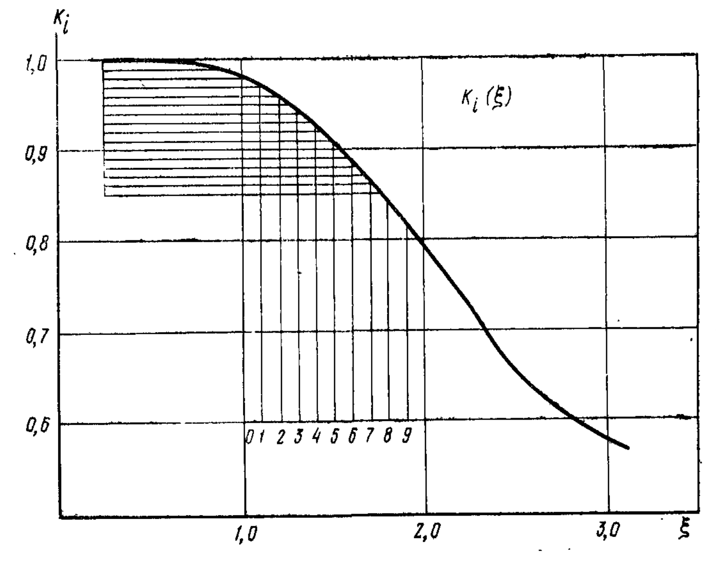


Рис. 2.32

введением сомножителя u', позволяющую получать средний коэффициент индуктивности паза в виде

$$\lambda'_{ср} = 4u' \lambda_N. \tag{2.144}$$

Безразмерный коэффициент $4\,u'$ дается Р. Рихтером в таблицах для ряда значений $u_к$, $\varepsilon_к$ и γ_i. М. Цорн [32] расширил эти данные для большего числа комбинаций этих величин и представил зависимость

$$4u'\,(u_к,\ \varepsilon_к,\ \gamma_i)$$

в виде кривых, приведенных на рис. 2.33.

Весьма кропотливая работа по построению картин, аналогичных рис. 2.29, этими авторами выполнена, что в очень большой степени уменьшает труд расчетчика по выявлению средней реактивной э. д. с.

Следует учесть, что определенная таким способом индуктивность обусловлена лишь потоком рассеяния, замыкающимся поперек паза. Одновременно с изменением этого магнитного потока изменяется и поток рассеяния по коронкам зубцов.

Таким образом, полный коэффициент проводимости паза

$$4u'\,(\lambda_N + \lambda_к), \tag{2.145}$$

где $\lambda_к$ определяют по формуле (2.128).

Коэффициент проводимости лобовых соединений $\lambda_{лоб}$ находят по формуле (2.129). С учетом всего сказанного выражение для реактивной э. д. с. аналогично формуле (2.137) представляем в виде

$$e_r = \mu_0 \frac{I_a v_к}{b'_{щi}}\, w_c^2 \left[4u'\, l_a (\lambda_N + \lambda_к) + 2\gamma_i\, \lambda_{лоб}\, l_{лоб}\right]. \tag{2.146}$$

Подставив сюда значение $v_к = \pi D_к n/60$, после преобразований, принимая $\pi^2 = 10$, получим реактивную э. д. с., В

$$e_r = \frac{2}{3} \cdot \frac{I_a}{a} \cdot \frac{D_к}{b_{щi}} \cdot \frac{n}{1000}\, w_c^2 \left[4u'\, l_a (\lambda_N + \lambda_к) + 2\gamma_i\, \lambda_{лоб}\, l_{лоб}\right] 10^{-4}. \tag{2.147}$$

При выводе этой формулы использована система единиц СИ. Если пользуются системой единиц СГС и размеры $D_к$, $b_{щi}$ и l_a выражены в см, то в формуле (2.147) последний числовой сомножитель не 10^{-4}, а 10^{-6}.

При практических расчетах чаще всего можно довольствоваться значением реактивной э. д. с., наводимой в секции за время ее нахождения в состоянии короткого замыкания, определяемого идеальной шириной щетки, по этой последней формуле.

Следует добавить, что для напряженных электровозных тяговых двигателей критерием напряженности коммутации является значение реактивной э. д. с. не при номинальном длительном режиме, а при режиме работы с максимальной частотой вращения и минимальной степенью возбуждения.

Так как реактивная э. д. с. пропорциональна частоте вращения и току, который в данном случае определяется коэффициентом исполь-

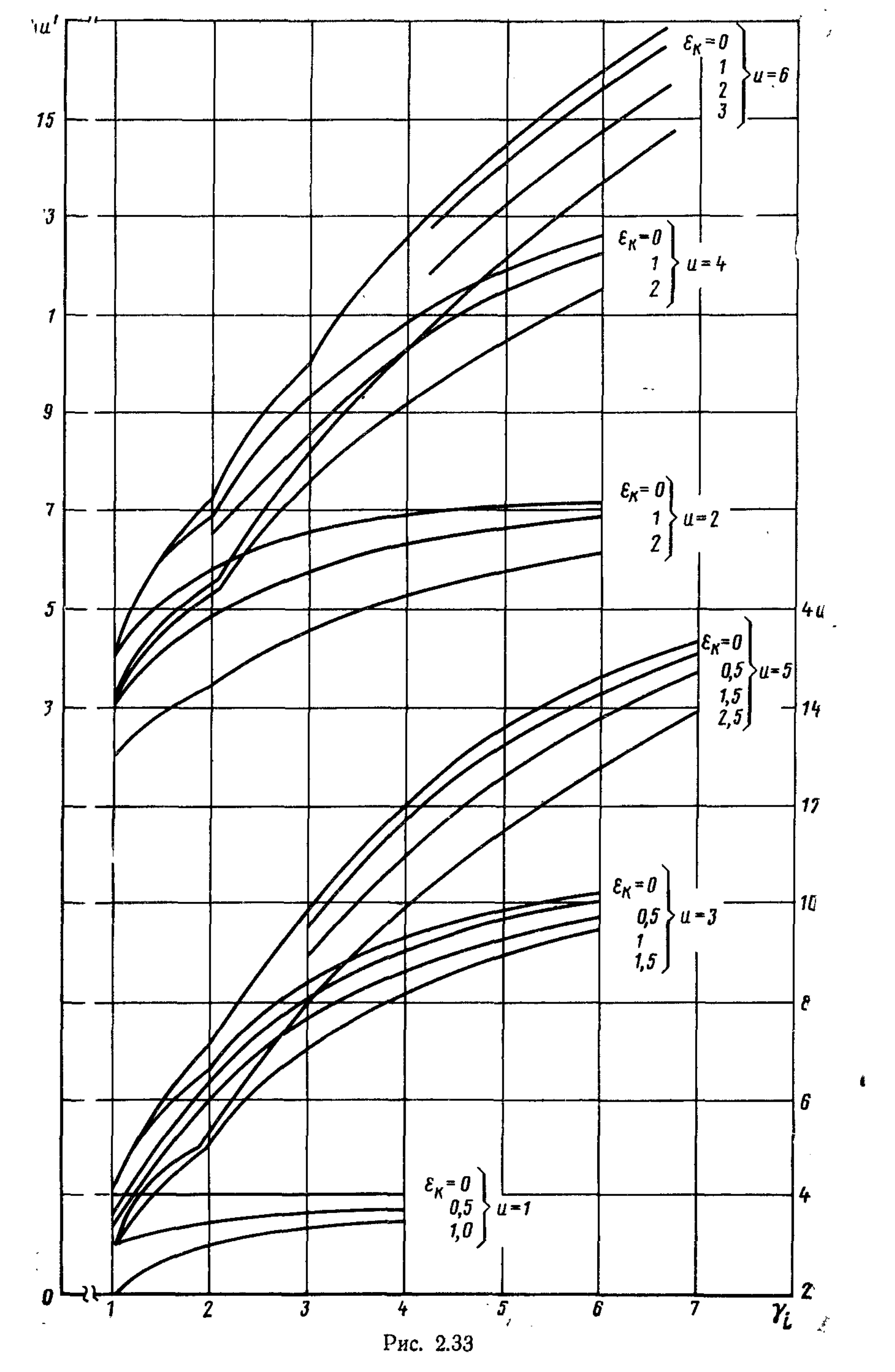


Рис. 2.33

зования мощности, то для указанного наиболее напряженного режима реактивная э. д. с.

$$e_{rv_{\max}, \beta_{\min}} = e_{r\text{н}} \frac{v_{\max}}{v_{\text{н}}} \kappa_u. \qquad (2.148)$$

Она должна быть $e_{rv_{\max}, \beta_{\min}} \leqslant 8$ В — у двигателей опорно-осевого исполнения и $\leqslant 9$ В — у двигателей опорно-рамного исполнения.

§ 10.5. Расчет средней реактивной э. д. с. по методу А. Б. Иоффе

Исходя из выражения индуктированной э. д. с. вида $e = d\Phi/dt$ среднее значение реактивной э. д. с. e_r, В, полагая процесс коммутации прямолинейным, представляем в виде

$$e_r = -\frac{2\Phi_s}{T_{\text{к}}} w_{\text{с}}, \qquad (2.149)$$

где Φ_s — поток рассеяния, сцепленный с коммутируемой секцией, Вб;
$T_{\text{к}}$ — период коммутации, с;
$w_{\text{с}}$ — число витков секции.

Поток рассеяния, сцепленный с секцией при токе в паралльной ветви обмотки якоря i_a с учетом того, что активные стороны секции лежат в двух пазах и на паз приходится $u_{\text{к}}$ коллекторных пластин, равен

$$\Phi_s = 4 l_a u_{\text{к}} \lambda l_a w_{\text{с}}, \qquad (2.150)$$

где l_a — длина сердечника якоря, м;
λ — сумма магнитных проводимостей отдельных элементов секции, называемая также коэффициентом индуктивности.

Определяем коэффициент индуктивности так:

$$\lambda = \lambda_{\text{п1}} + \lambda_{\text{п2}} + \lambda_{\text{к}} + \lambda_{\text{л}}, \qquad (2.151)$$

где $\lambda_{\text{п1}}$ — магнитная проводимость пути потока рассеяния для части паза над медью;
$\lambda_{\text{п2}}$ — то же для части паза, занятой медью секций;
$\lambda_{\text{к}}$ — то же по коронкам зубцов;
$\lambda_{\text{л}}$ — то же для лобовых частей обмотки.

Здесь, как и в предыдущем методе, с некоторым уширением паза при клиновом креплении обмотки в пазах для упрощения расчета не считаются и проводимость участка паза над медью (рис. 2.34)

$$\lambda_{\text{п1}} = \mu_0 \kappa_{\text{банд}} \frac{h_1}{b_{\text{п}}}, \qquad (2.152)$$

где $\kappa_{\text{банд}}$ — коэффициент, учитывающий увеличение магнитной проводимости от наличия бандажей;
$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная проницаемость воздуха, Г/м.

Этот коэффициент $\kappa_{\text{банд}} = 1$ при бандажах из немагнитной стали и клиновом креплении обмотки. При магнитных бандажах он определяется следующим образом.

Магнитное напряжение над медью паза равно $2u_{\text{к}} i_a w_{\text{с}}$, а напряженность поля

$$H_1 = \frac{2u_{\text{к}} i_a w_{\text{с}}}{b_{\text{п}}}. \qquad (2.153)$$

Для этой величины по таблице намагничивания (2.7 приложения 2) находим индукцию в бандаже $B_{\text{банд}}$. Индукция в воздухе в этой части паза сечением

$$S_1 = h_1 l_a \qquad (2.154)$$

равна $B_1 = \mu_0 H_1$.

Сечение бандажей

$$S_{\text{банд}} = \frac{\pi d_{\text{б}}^2}{4} m_{\text{б}}. \qquad (2.155)$$

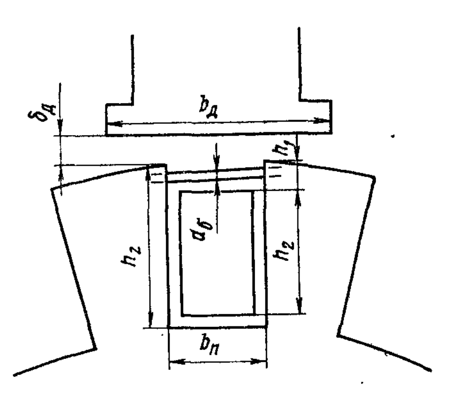


Рис. 2.34

По магнитному потоку рассеяния в этой части паза

$$\Phi_{s1} = (S_1 - S_{\text{банд}}) B_1 + S_{\text{банд}} B_{\text{банд}} = \kappa_{\text{банд}} S_1 B_1,$$

с учетом выражений (2.154) и (2.155) получим

$$\kappa_{\text{банд}} = 1 + 0{,}78 \frac{d_{\text{б}}^2 m_{\text{б}}}{l_a h_1} \left(\frac{B_{\text{банд}} - B_1}{B_1} \right). \qquad (2.156)$$

Обычно $\kappa_{\text{банд}} \approx 2$.

Проводимость части паза, занятой медью,

$$\lambda_{\text{п2}} = \mu_0 \kappa_i \frac{h_2}{3b_{\text{п}}}, \qquad (2.157)$$

где κ_i — коэффициент, учитывающий уменьшение потока рассеяния от вытеснения тока в процессе коммутации в верхнюю часть проводников, определяется по рис. 2.32.

Проводимость потока рассеяния по коронкам зубцов

$$\lambda_{\text{к}} = \mu_0 \frac{b_{\text{д}} - b_{\text{п}}}{4\delta_{\text{д1}} \kappa_{\delta\text{д1}}}, \qquad (2.158)$$

где $\kappa_{\delta\text{д1}}$ — коэффициент воздушного зазора.

Проводимость потока рассеяния для лобовых частей обмотки: при магнитных бандажах

$$\lambda_{\text{л}} = 0{,}062 \mu_0 \frac{l_{\text{л}}}{l_a} : \frac{\tau}{h_z}; \qquad (2.159)$$

при немагнитных

$$\lambda_{\text{л}} = 0{,}37 \mu_0 \frac{l_{\text{л}}}{l_a} \lg \left(1 + \frac{\pi\tau}{4h_z} \right), \qquad (2.160)$$

где длина передней и задней лобовых частей проводников обмотки якоря может быть принята равной

$$l_л \cong 1{,}3\tau. \quad (2.161)$$

Используя формулы (2.151) — (2.161), устанавливаем значение полной проводимости потока паза λ. Далее находим ширину коммутационной зоны $b_к$ и реактивную э. д. с. e_r. Первую определяем по формуле (2.114), где

$$\varepsilon_к = \left| \left(\frac{Z}{2p} - y_{z1} \right) u_к \right|. \quad (2.162)$$

Формулу для определения среднего значения реактивной э. д. с. получим, если в формулу (2.149) подставим Φ_s по (2.150) и величину периода коммутации, которая равна

$$T_к = b_к / v_к, \quad (2.163)$$

где $b_к$ — в м; $v_к$ — в м/с.

После указанных подстановок получим

$$e_r = \frac{8 i_a u_к w_c^2 \lambda l_a v_к}{t_к \left(u_к + \varepsilon_к + \gamma - \frac{a}{p} \right)}. \quad (2.164)$$

При пользовании системой единиц СГС в формуле (2.164) появляется сомножитель 10^{-8}.

Реактивная э. д. с., В, определенная по формуле (2.164), применительно к номинальному режиму не должна превышать $e_r \leqslant 3{,}5 \div 4{,}0$ В.

В заключение следует отметить, что последний метод расчета реактивной э. д. с. может быть использован при расчете не сильно напряженных машин. Для мощных высокоиспользованных электровозных двигателей предпочтительнее вести расчет по Р. Рихтеру — М. Цорну.

Глава 11

РАСЧЕТ ДОБАВОЧНЫХ ПОЛЮСОВ

§ 11.1. Поперечная реакция якоря

• В тяговых двигателях (машинах реверсивных) щетки устанавливаются на *условной геометрической нейтрали*, т. е. в таком месте на коллекторе, где находятся коллекторные пластины, к которым присоединены концы секций, активные стороны которых находятся на геометрических нейтралях. В этом случае имеет место только поперечная реакция якоря, которая, во-первых, производит перераспределение индукции в воздушном зазоре машины, о чем речь была в § 4.6,

во-вторых, участвует в формировании магнитного поля в зоне коммутации и, в-третьих, из-за насыщенности зубцов якоря уменьшает магнитный поток главных полюсов.

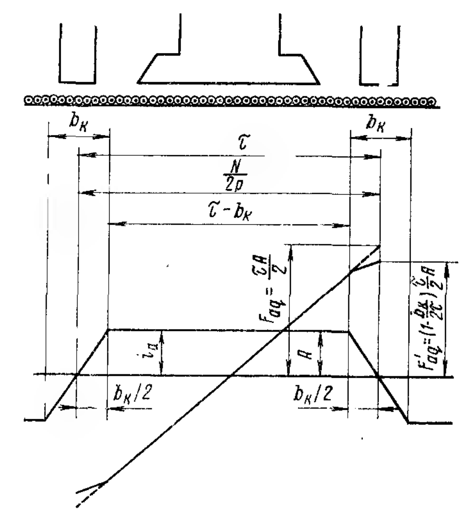


Рис. 2.35

Н. с. якоря по поперечной оси на геометрической нейтрали, т. е. у концов полюсного деления τ, равна

$$F_{aq} = \frac{\tau}{2} A. \quad (2.165)$$

Учитывая, что $\tau = \frac{\pi D_a}{2p}$, а $A = \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{N}{\pi D_a}$, это выражение представляют также в виде

$$F_{aq} = I_a \frac{N}{8ap} = I_a w'_a, \quad (2.166)$$

где w'_a — число витков обмотки якоря, отнесенных к одному полюсу:

$$w'_a = N/(8\,ap). \quad (2.167)$$

На рис. 2.35 показано, как поперечная н. с. якоря нарастает от нуля под серединой главного полюса до значения на нейтралях, т. е. под серединой добавочных полюсов.

Однако, строго говоря, здесь имеется некоторая неточность. Вызвана она тем, что линейная нагрузка $A = \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{N}{\pi D_a} = i_a \frac{N}{\pi D_a}$ неизменна не на всем полюсном делении τ, а лишь в границах $\tau - b_к$. Ток в проводниках, находящихся в зоне коммутации, со значения i_a в границах $b_к/2$ спадает до нуля. При прямолинейной коммутации, как принято и изображено на рис. 2.35, средний ток равен $i_a/2$, а средняя линейная нагрузка $A/2$. Таким образом, н. с. якоря, действующая по осевой линии добавочного полюса,

$$F'_{aq} = \frac{\tau - b_к}{2} A + \frac{b_к}{2} \cdot \frac{A}{2} = \left(1 - \frac{b_к}{2\tau} \right) \frac{\tau}{2} A. \quad (2.168)$$

В заводской практике этим уточнением иногда пренебрегают.

Поперечная реакция, кроме осложнения под добавочными полюсами, уменьшает магнитный поток под главными полюсами, что будет учтено ниже при расчете магнитной цепи машины.

§ 11.2. Приближенный критерий степени насыщения магнитной цепи добавочных полюсов

Реактивная э. д. с. e_r изменяется пропорционально току якоря I_a [формула (2.121)]. Для того чтобы коммутирующая э. д. с. $e_к$, ее уравновешивающая, изменялась так же пропорционально току I_a, необ-

ходимо, чтобы индукция в зоне коммутации $B_к$ изменялась линейно от тока, т. е. чтобы $B_к \equiv I_a$, ибо коммутирующая э. д. с. $e_к$ возникает как э. д. с. вращения.

Такая зависимость может иметь место лишь в том случае, когда магнитная цепь машины не насыщена. Для получения магнитной характеристики $B_к(I_a)$, прямолинейной или практически близкой к этому, необходимо выполнение двух условий: первое — обеспечение в стальных элементах магнитной цепи индукций, не приводящих систему к нежелательному насыщению; второе — создание в этой магнитной цепи по возможности больших воздушных зазоров, чтобы уменьшить долю н. с. для проведения магнитного потока по стальным участкам, подвергающимся насыщению.

Тенденция увеличения воздушных зазоров ограничивается тем, что это приводит к увеличению катушек добавочных полюсов, их размеров и массы. Кроме того, увеличение воздушного зазора между наконечником добавочного полюса и якорем влечет за собой возрастание потока рассеяния, который, замыкаясь по сердечнику добавочного полюса, дополнительно его насыщает, уводя магнитную характеристику этих полюсов от линейности.

Выходом является устройство, дополнительно к первому, второго воздушного зазора между сердечником добавочного полюса и остовом двигателя. Здесь уместно отметить, что делать первый воздушный зазор (со стороны якоря) не следует и слишком малым, потому что это приводит к увеличению проводимости рассеяния по коронкам зубцов, а следовательно, к увеличению реактивной э. д. с.

Учесть чисто теоретически все указанные обстоятельства, особенно при предварительном расчете, не представляется возможным и поэтому приходится обращаться к опыту, накопленному в электромашиностроении вообще и тяговых машин в частности.

Критерий, который позволяет вести расчет так, чтобы в какой-то мере быть уверенным в приемлемом значении степени насыщения магнитной цепи добавочных полюсов, установим следующим образом. По поперечной оси машины действуют намагничивающие силы добавочных полюсов $F_д$, компенсационной обмотки $F_{ко}$ и якоря F_{aq}. Совокупное действие н. с. $F_д + F_{ко}$ уравновешивает н. с. якоря F_{aq}, а своим избытком $F_к$ устанавливает в зоне коммутации магнитный поток индукции $B_к$, необходимой для создания коммутирующей э. д. с. $e_к$ нужной величины, т. е.

$$F_д + F_{ко} = F_{aq} + F_к. \qquad (2.169)$$

Н. с., входящие в это выражение, показаны на рис. 2.36, где изображена магнитная цепь, относящаяся к паре полюсов.

Из выражения (2.169) следут, что хотя назначение добавочных полюсов и компенсационной обмотки специализировано, их работа и расчет тесно связаны между собой и поэтому целесообразно начинать рассмотрение этого комплекса вопросов в их взаимной связи.

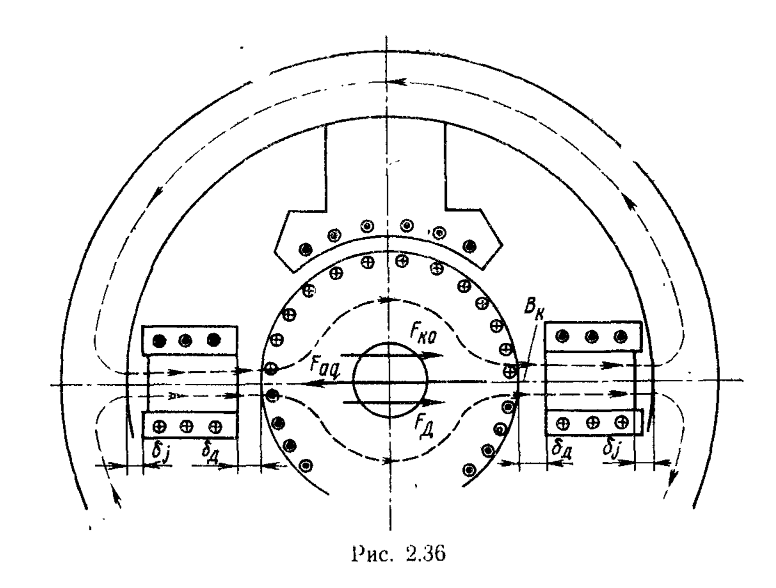


Рис. 2.36

Поделив обе части выражения (2.169) на F_{aq}, обозначим полученное отношение

$$\nu = \frac{F_д + F_{ко}}{F_{aq}} = \frac{F_{aq} + F_к}{F_{aq}} = 1 + \frac{F_к}{F_{aq}}. \qquad (2.170)$$

Выражение (2.170) можно представить также в виде

$$\nu = \frac{I_a w_д + I_a w_{ко}}{I_a w'_a} = \frac{w_д + w_{ко}}{w'_a}. \qquad (2.170')$$

Второе слагаемое правой части выражения (2.170) $F_к/F_{aq}$ определяет в долях полной н. с. якоря по поперечной оси ту часть общей н. с. добавочных полюсов, которая создает в зоне коммутации магнитный поток $\Phi_к$ нужной величины.

Очевидно, что эта составляющая тем больше, чем больше магнитное сопротивление этой цепи. Большое сопротивление ее обусловливается в основном большим удельным весом в цепи воздушных зазоров, что придает достаточную линейность магнитной характеристике добавочных полюсов.

Сказанное позволяет и весь коэффициент ν формулы (2.170), частью которого является слагаемое $F_к/F_{aq}$, рассматривать как величину, предопределяющую в известной мере степень линейности характеристики, о которой идет речь.

Практика установила довольно определенные значения этого коэффициента. При обычной до сих пор принятой конструкции добавочных полюсов, когда витки катушки распределены равномерно по высоте сердечника (см., например, рис. 2.6):

$$\left.\begin{array}{l} \text{для двигателей без компенсационной обмотки } \nu = 1{,}35 \div 1{,}40; \\ \text{для компенсированных двигателей } \nu = 1{,}25 \div 1{,}35. \end{array}\right\} \qquad (2.171)$$

Опыт ВЭлНИИ показал, что более рационально сосредоточивать витки обмотки у конца сердечника полюса со стороны якоря, располагая катушку так, как это показано на рис. 4.26. Это приводит к резкому снижению потока рассеяния добавочных полюсов и уменьшению числа витков катушки. В двигателе, пример расчета которого приведен в главе 4, коэффициент рассеяния $\sigma_д = 1,47$, а число витков $w_д = 4$.

Для двигателей с такой конструкцией полюсов $\nu = 1,15 \div 1,25$.

Поскольку эти величины установлены на основании данных расчета и испытания большого числа выполненных машин, пользование ими дает определенную гарантию того, что проектируемый двигатель будет приемлемым как по характеристике добавочных полюсов, так и по их параметрам и размерам. Конечно, это лишь первый ориентировочный шаг в решении задачи создания добавочных полюсов с приемлемо насыщенной магнитной системой. Точное и окончательное решение этого вопроса получают построением магнитной характеристики методом, изложенным в § 11.7.

§ 11.3. Предварительное определение н. с. и числа витков обмотки добавочного полюса

В формуле (2.170) величина $F_д = \frac{I_a}{a_д} w_д$ — н. с. одного добавочного полюса, где $w_д$ —число витков добавочного полюса; $a_д$ — число параллельных ветвей обмоток добавочных полюсов; величина $F_{ко} = \frac{N_{ко}}{2} \cdot \frac{I_a}{a_{ко}}$ — н. с. части компенсационной обмотки, расположенной на половине полюсной дуги, где $N_{ко}$ — число проводников компенсационной обмотки на полюс; $a_{ко}$—число параллельных ветвей компенсационной обмотки; величина $F_{aq} = I_a \frac{N}{8ap}$ [см. формулу (2.166)].

Подставив эти величины в формулу (2.170) и учитывая, что обычно $a_д = a_{ко} = 1$, получим для компенсированных машин

$$\nu = \frac{8ap\left(w_д + \frac{N_{ко}}{2}\right)}{N}, \qquad (2.172)$$

а для машин без компенсационной обмотки

$$\nu = 8apw_д/N. \qquad (2.173)$$

Отсюда число витков обмотки добавочного полюса для этих машин соответственно равно

$$w_д = \frac{\nu N}{8ap} - \frac{N_{ко}}{2} \qquad (2.174)$$

и

$$w_д = \nu N/(8ap). \qquad (2.175)$$

Намагничивающая сила добавочного полюса из выражения (2.170) будет

$$F_д = \nu F_{aq} - F_{ко}. \qquad (2.176)$$

§ 11.4. Определение индукции и магнитного потока в зоне коммутации

Среднее значение реактивной э. д. с. e_r определено выше выражением (2.147).

Коммутирующая э. д. с., как э. д. с. вращения, В

$$e_к = B_к \cdot 2l_a w_c v_a,$$

где $B_к$ — в Т; l_a — в м; v_a — в м/с.

Исходя из равенства $e_к = e_r$ определяют индукцию, Т:

$$B_к = \frac{e_r}{2l_a w_c v_a}. \qquad (2.177)$$

Магнитный поток в зоне коммутации, Вб

$$\Phi_к = B_к l_a b_{\delta д}, \qquad (2.178)$$

где расчетная дуга наконечника добавочного полюса, м

$$b_{\delta д} = b_д + (2 \div 3)\,\delta_д. \qquad (2.179)$$

Здесь $b_д$ — ширина наконечника добавочного полюса, намечается она так, чтобы вся зона коммутации $b_к$ была перекрыта потоком добавочного полюса.

Из-за краевого эффекта $b_д < b_к$.

При предварительных расчетах $b_д$ оценивают величиной [25]

$$b_д = (0,4 \div 0,65)\,b_к. \qquad (2.180)$$

Часто делают ее несколько меньше [15], ставя в зависимость от зубцового деления якоря t_1:

$$b_д = (1,0 \div 1,5)\,t_1. \qquad (2.180')$$

В формуле (2.179) $\delta_д$ — воздушный зазор под добавочным полюсом со стороны якоря, размер которого оценивается в § 11.5.

Все размеры, входящие в эти формулы, — в м.

§ 11.5. Определение воздушных зазоров в магнитной цепи добавочных полюсов и размеров их сердечников

Сердечники добавочных полюсов двигателей постоянного тока отливают из стали или выполняют из стальных поковок (рис. 2.37). В двигателях пульсирующего тока их выполняют шихтованными для ограничения вихревых токов от пульсаций переменной составляющей магнитного потока, затягивающей становление переменной составляющей коммутирующего поля.

При трудных условиях коммутации сердечник делают иногда шихтованным и в двигателях постоянного тока. Следует, однако, отметить, что эта мера может быть эффективной лишь в том случае, когда

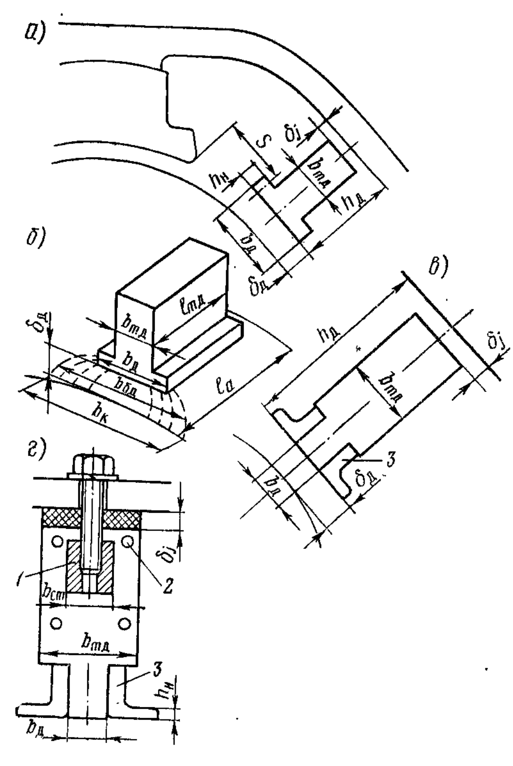


Рис. 2.37

шихтован и остов или в нем имеются шихтованные вставки.

Листы шихтованного сердечника набирают на массивный стержень *1* и после прессовки стягивают заклепками *2* (см. рис. 2.37).

Если ширина наконечника $b_д$ больше ширины сердечника $b_{mд}$, то следует делать его равным $b_д = b_{mд} + 10$ мм, чтобы была создана опора для рамки, удерживающей катушку полюса (рис. 2.37, *а*, *б*). Если, исходя из допустимой индукции в сердечнике полюса $B_{mд}$, ширина его $b_{mд} > b_д$, то опорные полочки создают латунными угольниками *3*, приклепываемыми к сердечнику (рис. 2.37, *в*, *г*).

Высота опорных полочек $h_н = 5 \div 7$ мм. Длины сердечника $l_{mд}$ и наконечника $l_д$ добавочного полюса принимают равными и обычно такими же, как длину сердечника якоря l_a:

$$l_д = l_{mд} \approx l_a. \qquad (2.181)$$

Воздушный зазор между наконечником добавочного плюса и якорем $\delta_д$, который называется *первым*, делают обычно или равным зазору под главными полюсами или на 1—3 мм больше. Если зазор под главными полюсами неравномерный, то имеют в виду его размер под серединой полюса δ_0, т. е.

$$\delta_д = \delta_0 + (0 \div 3) \text{ мм}. \qquad (2.182)$$

Магнитное напряжение первого зазора

$$F_{\delta_д} = \frac{1}{\mu_0} B_к \delta_д \kappa_{\delta_д}, \qquad (2.183)$$

где коэффициент воздушного зазора

$$\kappa_{\delta_д} = \frac{t_1 + 10\delta_д}{b_{z1} + 10\delta_д}. \qquad (2.184)$$

При заводских расчетах в формулу (2.183) вводят еще коэффициент κ', учитывающий увеличение $F_{\delta_д}$ при принятых на заводе допусках на обработку остова, якоря и сердечников полюсов (см. § 20.5).

Установление размера *второго* воздушного зазора со стороны остова δ_j выполним, используя коэффициент ν, обеспечивая этим линейность магнитной характеристики добавочных полюсов.

Н. с. $F_д$ по формуле (2.176) включает в себя: магнитное напряжение первого воздушного зазора $F_{\delta_д}$, второго F_{δ_j} и, кроме того, уравновешивает остаток н. с. якоря, нескомпенсированный компенсационной обмоткой, $F_д\left(1 - \frac{b_к}{2\tau}\right) - F_{ко}$. Это служит основанием представить выражение магнитного напряжения второго зазора в виде

$$F_{\delta j} = F_{\delta_д} - \left[F_{\delta_д} + F_{aq}\left(1 - \frac{b_к}{2\tau}\right) - F_{ко}\right]. \qquad (2.185)$$

С другой стороны,

$$F_{\delta j} = \frac{1}{\mu_0} B_{\delta_j} \delta_j \kappa_{\delta_j}, \qquad (2.186)$$

где в правой части два неизвестных: искомая величина второго воздушного зазора δ_j и индукция в нем B_{δ_j}.

Здесь $\kappa_{\delta_j} = 1$, так как поверхности, образующие зазор δ_j, гладкие. Индукцию B_{δ_j} можно оценить по значению индукции в сердечнике добавочного полюса $B_{mд}$ с учетом явления краевого эффекта (некоторого «распушения» магнитного потока)

$$B_{\delta j} = B_{mд} \frac{b_{mд}}{b_{mд} + 2\delta_j}. \qquad (2.187)$$

Индукция в сердечнике

$$B_{mд} = \frac{\Phi_{mд}}{b_{mд} l_{mд} \kappa_c}, \qquad (2.188)$$

где $\kappa_c \approx 0{,}97$ — коэффициент заполнения сталью шихтованного сердечника;
$\Phi_{mд}$ — магнитный поток в сердечнике, Вб;
$b_{mд}$ — ширина сердечника добавочного полюса, м.

Сердечник полюса не должен быть насыщен. Колено кривых намагничивания стали, из которой изготавливают сердечники полюсов, имеет место при индукции, равной приблизительно 1,2 Т. Так как двигатель должен коммутировать удовлетворительно при перегрузках до двойного номинального тока, то при расчете машины по номинальному режиму индукцию в сердечнике назначают

$$B_{mд} \leqslant 0{,}6 \div 0{,}7 \text{ Т}. \qquad (2.189)$$

Магнитный поток в сердечнике

$$\Phi_{mд} = \Phi_к + \Phi_{\sigma д}, \qquad (2.190)$$

где $\Phi_к$ — магнитный поток в зоне коммутации по (2.178);

$\Phi_{σд}$ — поток рассеяния добавочного полюса:

$$\Phi_{σд} = 0{,}82\left[F_{δд} + F_{aq}\left(1 - \frac{b_к}{2τ}\right) - F_{ко}\right]λ_{σд}. \quad (2.191)$$

Здесь выражение, стоящее в квадратных скобках, — магнитное напряжение, под влиянием которого возникает поток рассеяния; $λ_{σд}$ — полная магнитная проводимость потока рассеяния между добавочным и главным полюсами; 0,82 — коэффициент, учитывающий непостоянство потока рассеяния по высоте полюса.

Магнитная проводимость $λ_{σд}$ наиболее точно устанавливается построением картины магнитного поля методом единичных трубок (см. § 5.5).

Однако метод этот весьма трудоемок и на практике предпочитают более простые приемы. Один из них, оперирующий с приближенным упрощенным построением поля, приведен в примере расчета двигателя пульсирующего тока в § 20.5.

А. Б. Иоффе для определения потока рассеяния предлагает формулу

$$\Phi_{σд} = (F_{δд1} + F_{aq} - F_{ко})\,λ_{σд}\,\frac{l_a + l_{mд}}{2}, \quad (2.192)$$

оценивая проводимость потока рассеяния $λ_{σд}$ величиной

$$λ_{σд} \approx μ_0 \frac{0{,}8h_д}{S} = \frac{h_д}{S}. \quad (2.193)$$

В этих формулах $μ_0 = 0{,}4\,π \cdot 10^{-6}$; h и S — в м; Φ — в Вб.

Обозначения входящих сюда величин см. на рис. 2.38. Формулой (2.192) часто пользуются при расчете двигателей с $2p=4$.

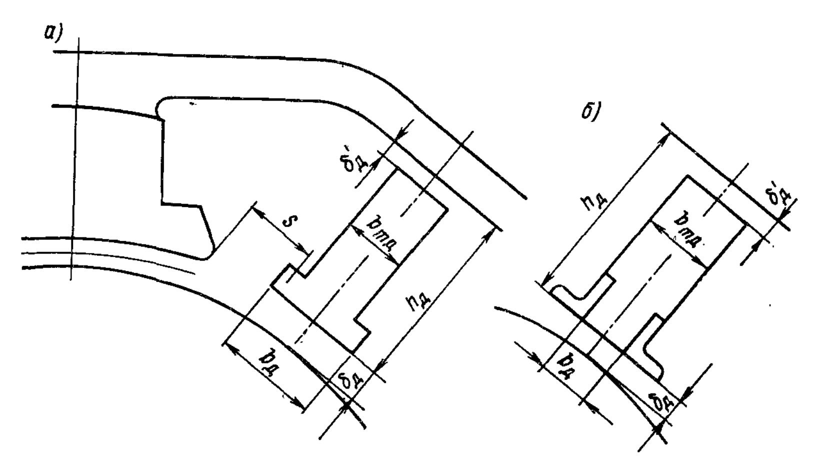


Рис. 2.38

Коэффициент рассеяния добавочного полюса

$$σ_д = \Phi_{mд}/\Phi_к. \quad (2.194)$$

Обычно:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для машин без компенсационной обмотки } σ_д \approx 3 \div 4;\\ \text{для компенсированных машин } σ_д \approx 2.\end{array}\right\} \quad (2.195)$$

Эти значения относятся к равномерному распределению витков катушки по всей высоте сердечника (см. рис. 2.6); $σ_д \approx 1{,}5$ — для компенсированных машин, у которых витки катушки добавочного полюса сосредоточены на его конце (см. рис. 4.26).

Установив по формуле (2.190) магнитный поток в сердечнике добавочного полюса $\Phi_{mд}$, по (2.188) определяют ширину сердечника добавочного полюса

$$b_{mд} = \frac{\Phi_{mд}}{B_{mд}\, l_{mд}\, к_с}$$

так, чтобы индукция в нем $B_{mд}$ не превосходила указанной в формуле (2.189).

Подставив выражение (2.187) в (2.186), имеем уравнение

$$F_{δj} = \frac{1}{μ_0}\left[B_{mд}\frac{b_{mд}}{b_{mд} + 2δ_j}\right]δ_j,$$

решая которое относительно $δ_j$, получим

$$δ_j = \frac{F_{δj}\, b_{mд}}{\frac{1}{μ_0} B_{mд}\, b_{mд} - 2F_{δj}}. \quad (2.196)$$

§ 11.6. Окончательное определение н. с. добавочных полюсов, числа витков их обмоток и размеров, массы и сопротивления катушек

Выражая мысль, что н. с. добавочных полюсов $F_д$ компенсирует остаток н. с. якоря по поперечной оси F_{aq}, не уравновешенный н. с. компенсационной обмотки $F_{ко}$, т. е. $(F_{aq} - F_{ко})$, и создает нужный поток в зоне коммутации, на что требуется н. с. $(F_{δд} + F_{δj})$, имеем

$$F_д = (F_{aq} - F_{ко}) + (F_{δд} + F_{δj}). \quad (2.197)$$

При отсутствии в машине компенсационной обмотки слагаемое $F_{ко}$ выпадает. При отсутствии второго зазора выпадает слагаемое $F_{δj}$.

Число витков обмотки на полюс

$$w_д = \frac{F_д}{I_a/a_д}. \quad (2.198)$$

Обычно, как уже отмечалось, катушки всех добавочных полюсов включаются последовательно в одну параллельную ветвь и $a_д = 1$.

Размеры меди проводников обмотки определяются ее нагреванием. Позже оно будет определено соответствующим расчетом (см. главу 17),

пока же некоторой гарантией того, что машина не перегреется выше допустимого уровня, может служить принятая плотность тока $j_д$, которую при расчете по номинальному режиму можно оценить так:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для машин с самовентиляцией при изоляции класса В } j_д = 3{,}2 \div 3{,}5 \text{ А/мм}^2;\\ \text{то же для быстроходных машин } j_д = 3{,}7 \div 4{,}2 \text{ А/мм}^2;\\ \text{для крупных двигателей с независимой вентиляцией при изоляции класса В и напряжении сети } U_с = 1500 \text{ В } j_д = 3{,}0 \div 3{,}3 \text{ А/мм}^2;\\ \text{для таких же машин при } U_с = 3000 \text{ В } j_д = 2{,}6 \div 3{,}3 \text{ А/мм}^2;\\ \text{для крупных двигателей с независимой вентиляцией при классах изоляции F и H } j_д = 4{,}0 \div 7{,}5 \text{ А/мм}^2.\end{array}\right\} \quad (2.199)$$

Сечение проводников обмотки

$$q_д = \frac{I_a/a_д}{j_д} \qquad (2{,}200)$$

округляют до ближайшего по стандарту (см. приложение 4), причем размеры проводника $a_м \times b_м$ выбирают, исходя из размещения катушки на полюсе, предварительно установив ее размеры в изоляции.

Катушки мотают из голой мягкой шинной меди МГМ (ГОСТ 434—71) обычно на узкое ребро. Такой способ намотки позволяет получить катушку наиболее компактную и прочную и весьма рациональную в тепловом отношении.

Намотка катушки на узкое ребро требует определенных размеров меди, а именно (рис. 2.39): $\frac{b}{a} \leqslant 20$, где a — толщина ленты; b — ее ширина. Радиус закругления по внутренней кромке $R \geqslant \frac{0{,}05\, b^2}{a}$.

Изоляцию ее выполняют следующим образом. Между отдельными витками обмотки закладывают прокладку из асбестовой бумаги (ГОСТ 9426—60) или электронита (ТУМХП 3485—53) толщиной 0,5 мм. Основную корпусную изоляцию в зависимости от класса изоляции и напряжения относительно земли $U_с$ выполняют в соответствии с данными табл. 2.5—2.7 и рис. 2.19 — 2.21, т. е. так же, как и для компенсационной обмотки, покровную изоляцию — вне зависимости от напряжения стеклолентой (ГОСТ 3937—56) толщиной 0,2 мм одним слоем вполуперекрышу.

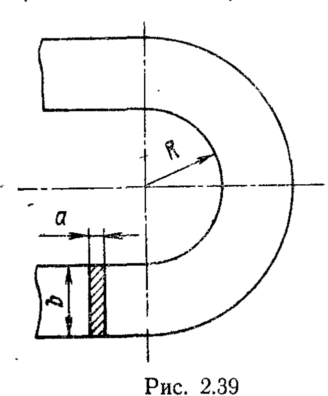


Рис. 2.39

Ширина катушки $b_{кд}$, намотанной на узкое ребро, определяется шириной меди плюс 1—2 мм на выступающую между витками изоляцию и плюс толщина внешней изоляции.

При определении высоты катушки $h_{кд}$ суммируют все толщины меди, изоляционных прокладок между витками и внешней изоляции. Кроме того, учитывают «распушение» по высоте умножением найденного размера высоты катушки на коэффициент «распушения»:

$$\left.\begin{array}{l}\kappa_р = 1{,}1 \text{ — при толщине меди } 1{,}25 - 1{,}95 \text{ мм};\\ \kappa_р = 1{,}06 \text{ — при толщине меди свыше } 2{,}1 \text{ мм}.\end{array}\right\} \quad (2.201)$$

При установлении места, нужного по высоте для размещения катушки, следует предусмотреть примерно 5 мм для расположения пружинящих элементов, удерживающих катушку от перемещения относительно сердечника.

Длину меди одного витка обмотки устанавливают по чертежу катушки, но в предварительных расчетах ее можно оценить по формуле

$$l_{ср.д} = 2l_{mд} + \pi (b_{mд} + b_{кат}), \qquad (2.202)$$

или

$$l_{ср.д} = 2 (l_a + 0{,}2\tau), \qquad (2.202')$$

где $b_{кат}$ — ширина катушки.

Здесь все размеры — в м.

Сопротивление цепи обмоток добавочных полюсов при 20° С

$$r_{д20^\circ} = 2p \frac{l_{ср.д}\, w_д}{57 q_0\, a_д^2}, \qquad (2.203)$$

где $\frac{1}{57}$ — удельное сопротивление обмоточной меди при 20° С; q_0 — площадь поперечного сечения меди, мм².

Масса меди обмотки добавочных полюсов, кг

$$m_{мд} = 8{,}9 l_{ср.д}\, w_д \cdot 2p q_д \cdot 10^{-3}, \qquad (2.204)$$

где 8,9 — плотность меди, кг/см³;

$l_{ср.д}$ — средняя длина одного витка, м.

§ 11.7. Магнитная характеристика добавочных полюсов

Известно, что зависимость реактивной э. д. с. e_r от тока линейна. Для обеспечения удовлетворительной коммутации нужно, чтобы и зависимость коммутирующей э. д. с. $e_к$ от тока I (кривая OAB на рис. 2.40) в пределах до $2I_н$ отличалась от прямой возможно меньше. Так как $e_к \equiv B_к$, примем, что кривая OAB является одновременно зависимостью от I и э. д. с. $e_к$ и индукции $B_к$.

Предыдущий расчет позволяет утверждать, что участок OA магнитной характеристики добавочных полюсов OAB прямолинеен. Продолжение его наносим в виде предположительной кривой AB, а затем проверяем, насколько это соответствует действительности. Для этого для какой-либо точки 1 отмечаем ее координаты $B_{к1}$ и I_1 и проверяем их соответствие, для чего повторяем расчет магнитной цепи добавочных полюсов по намеченному значению $B_{к1}$.

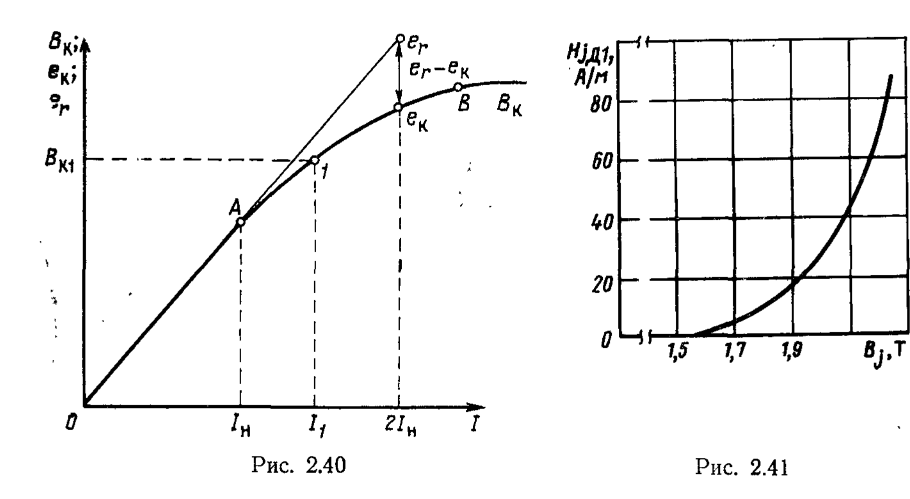


Рис. 2.40

Рис. 2.41

Магнитные напряжения отдельных участков цепи:

$F_{\delta д1} = \frac{1}{\mu_0} B_{к1} \delta_д k_{\delta д}$ — первого воздушного зазора;

$F_{\delta j1} = \frac{1}{\mu_0} B_{\delta jд} \delta_j$ — второго воздушного зазора, где $B_{\delta jд}$ — по (2.187);

$F_{mд1} = H_{mд1} h_д$ — сердечника полюса высотой $h_д$, где $H_{mд1}$ — напряженность на этом участке по кривой намагничивания для величины $B_{mд}$, определяемой по формуле (2.188);

$F_{jд1} = H_{jд1} L_j$ — ярма на длине L_j; напряженность $H_{jд1}$ определяют по рис. 2.41 в зависимости от индукции в ярме от основного потока.

Н. с. добавочного полюса

$$F_{д1} = F_{\delta д1} + F_{\delta j1} + F_{mд1} + F_{jд1},$$

а ток в его обмотке

$$I_1 = F_{д1}/w_д.$$

Если ток I_1 получился больше или меньше, чем было намечено применительно к точке 1, индукцию $B_{к1}$ следует соответственно уменьшить или увеличить и, повторяя расчет, добиться сходимости. Так по точкам может быть построена вся магнитная характеристика добавочных полюсов. Она не должна значительно отличаться от прямой линии, чтобы небалансная э. д. с. $(e_г - e_к)$ была невелика и не могла вызвать недопустимого искрения щеток.

Как оценить допустимость величины $(e_г - e_к)$, изложено ниже.

§ 11.8. Критерий коммутационной напряженности двигателя

Прежде всего отметим, что небалансная э. д. с. в коммутируемых секциях может возникать даже при хорошо рассчитанных и отлаженных добавочных полюсах. Вызывается это тем, что индукция в коммутационной зоне, а следовательно, и коммутирующая э. д. с. распределены по плавной кривой, а реактивная — по ступенчатой (рис. 2.42). Этот дисбаланс (заштрихованные области) тем больше, чем с большим током работает двигатель (сравни рис. 2.42, *а* и *б*).

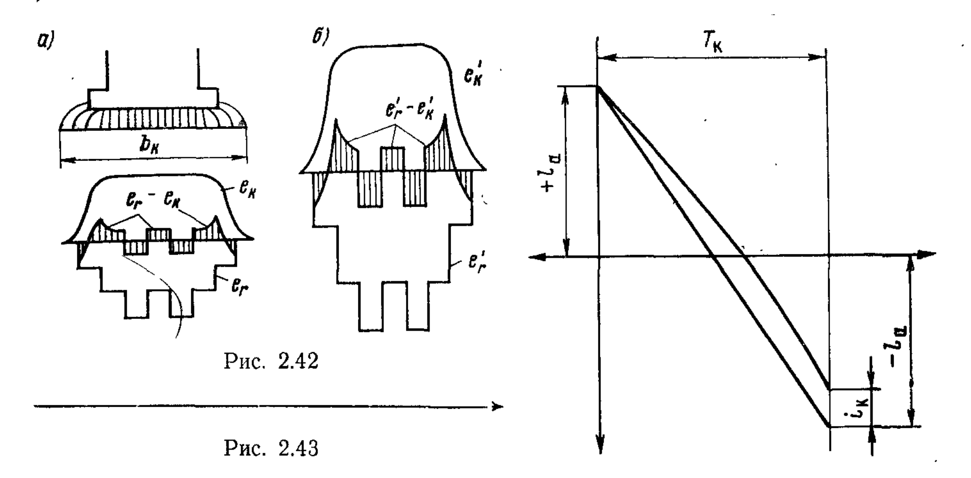


Рис. 2.42

Рис. 2.43

Для суждения о допустимости той или иной величины $(e_г - e_к)$ А. Б. Иоффе предложил критерий в виде *фактора искрения* $\Phi_и$ [15].

Устанавливается он так. Известно, что искрение у сбегающего края щетки принято приписывать тому, что к моменту размыкания короткозамкнутой секции ток в ней оказывается не равным току в параллельной ветви обмотки, в которую секция входит (рис. 2.43), и должен измениться на $i_к$ скачком. Запасенная в короткозамкнутой секции энергия $L_с i_к^2/2$ разрешается под щеткой. Можно полагать, что интенсивность искрения щеток определяется мощностью, выделяемой под единицей длины щетки $L_щ$ за время $t_к/v_к$ ($t_к$ — коллекторное деление, $v_к$ — окружная скорость коллектора):

$$\Delta P = \frac{L_с i_к^2}{2} \cdot \frac{v_к}{t_к L_щ}.$$

Опыт, кроме того, показывает, что при прочих равных условиях при увеличении диаметра коллектора $D_к$ искрение щеток уменьшается, что позволило упомянутому автору представить фактор искрения в виде

$$\Phi_и = \left(\frac{40}{D_к}\right)^{1,5} \frac{L_с i_к^2 v_к}{2 t_к L_щ}. \quad (2.205)$$

Здесь $L_с$ — индуктивность секции, Г:

$$L_с = 2 l_a \lambda w_с^2 \cdot 10^{-8},$$

где λ находят по формуле (2.152);

$$D_к,\ t_к,\ L_щ,\ l_a \text{ — в см; } v_к \text{ — в см/с;}$$

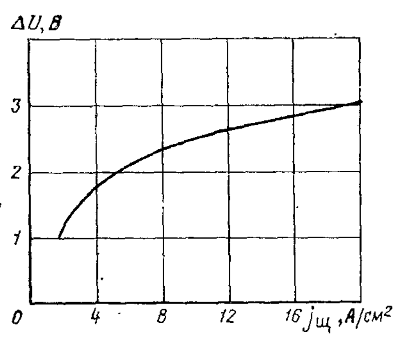


Рис. 2.44

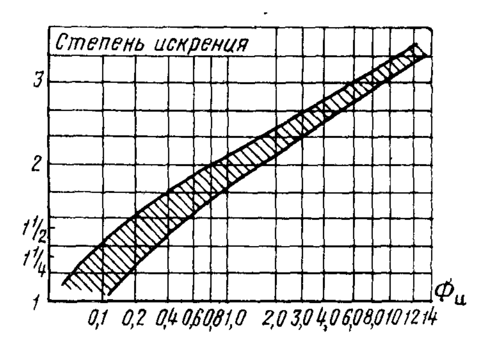


Рис. 2.45

ток

$$i_к = \frac{(e_г - e_к) + \kappa_г e_г}{R_щ + r_с},$$

где $r_с$ — активное сопротивление секции, Ом;

$R_щ$ — сопротивление контакта щетка — коллектор:

$$R_щ = \frac{\Delta U}{I_щ} \gamma,$$

здесь $I_щ$ — ток щеткодержателя, А;

γ — щеточное перекрытие;

ΔU — падение напряжения в двух переходных слоях, В [берется по переходной характеристике $\Delta U(j_щ)$ по рис. 2.44];

$\kappa_г = \frac{e_г - e_к}{e_г}$ оценивает нескомпенсированную часть реактивной э. д. с. в долях от полного значения $e_г$;

$\kappa_г = 0{,}1$ — при числе коллекторных пластин на паз $u_к = 3$; 5; 7;

$\kappa_г = 0{,}18$ — при $u_к = 4$; 6.

По вычисленному таким образом фактору искрения $Ф_и$ по рис. 2.45 находят степень искрения, которая при номинальном режиме должна быть не более $1\,^1/_4 - 1\,^1/_2$.

Приведенный расчет предполагает, что обмотка якоря петлевая. Более полные сведения по приведенному расчету см. в [15].

Глава 12

РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ДВИГАТЕЛЯ

§ 12.1. Предварительные замечания

Расчет магнитной цепи машины состоит из двух этапов: предварительного, в котором намечаются все ее размеры (поперечные сечения и длины всех участков магнитной цепи), т. е. создается эскиз магнитной цепи машины, и поверочного, цель которого — установление н. с., нужной для создания в этой магнитной цепи необходимого магнитного потока. При этом в намеченный эскиз вносят необходимые коррективы. От размеров отдельных элементов магнитной цепи и их параметров зависит тип характеристик, т. е. эксплуатационные свойства двигателя, а также надежность работы машины.

Чтобы тяговый двигатель обеспечивал реализацию необходимой мощности в границах широкого диапазона частот вращения вплоть до максимальной, обладая при этом достаточной коммутационной и потенциальной стойкостью, его магнитная цепь должна быть выполнена рационально с конструктивной точки зрения, а расчет проведен с учетом упомянутых требований к свойствам двигателя. В соответствии со сказанным целесообразен следующий порядок решения этой задачи:

наметка эскиза магнитной цепи машины;

расчет магнитного напряжения стальных участков магнитной цепи $F_{ст}$;

установление размера и формы воздушного зазора под главными полюсами и магнитного напряжения его F_δ;

построение магнитной характеристики машины.

§ 12.2. Наметка эскиза магнитной цепи машины

Общие соображения. Магнитная цепь машины состоит, как известно, из пяти участков, соединенных последовательно: сердечника (ярма) якоря, зубцового слоя якоря, воздушных зазоров, сердечников главных полюсов и ярма (спинки) остова.

Поперечные сечения этих отдельных элементов магнитной цепи намечают, исходя из целесообразности величин индукции в них, обеспечивающих, с одной стороны, приемлемые размеры машины, а с другой, — нормальные потери в ней. Эти индукции приведены ниже при рассмотрении отдельных участков магнитной цепи.

Следует подчеркнуть, что поперечные размеры частей магнитной цепи следует выражать в м², поскольку единица индукции Т, т. е. Вб/м², а длины участков в см, так как магнитные напряжения в А/см.

Типы магнитных цепей тяговых двигателей. На рис. 2.46 и 2.47 приведены эскизы магнитных цепей некомпенсированных тяговых двигателей с восьмигранным и круглым остовом; на рис. 2.48 — двигателя с круглым остовом и компенсационной обмоткой и на рис. 2.49 — некомпенсированного двигателя с круглым остовом и шихтованной вставкой в нем.

Так как осевыми линиями главных и добавочных полюсов поперечное сечение машины разбивается на совершенно одинаковые секторы, изображают обычно лишь один сектор. Ниже изложен порядок наметки таких эскизов.

В процессе дальнейшего расчета и конструктивной разработки машины в эти эскизы вносят необходимые уточнения.

Рис. 2.46

Рис. 2.47

Рис. 2.48

Рис. 2.49

Сердечник якоря. Прежде всего проводят внешнюю окружность якоря намеченного диаметра D_a и по известным размерам паза $h_z \times b_п$ и числу пазов Z наносят зубцовый слой машины.

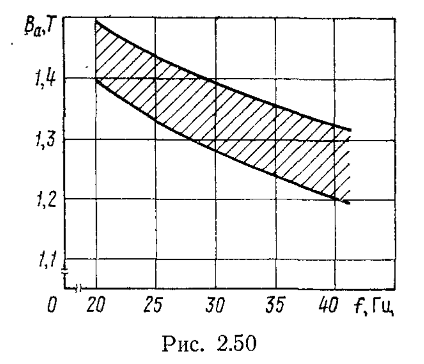


Рис. 2.50

Далее определяют активную высоту сечения сердечника (ярма) якоря, м

$$h_a = \frac{\Phi}{2B_a l_a \kappa_c}, \qquad (2.206)$$

где κ_c — коэффициент заполнения сердечника сталью; $\kappa_c = 0{,}94$ — при стали марки Э22; $\kappa_c = 0{,}97$ — при стали марки Э1300А;

B_a — индукция в сердечнике якоря, которая может быть принята равной:

$$B_a = 1{,}4 \div 1{,}6\ \text{Т} — \text{при } 2p = 4;$$

$$B_a = 1{,}2 \div 1{,}4\ \text{Т} — \text{при } 2p = 6 \qquad (2.207)$$

или определена по данным рис. 2.50.

Чем больше частота перемагничивания $f = pn/60$, тем индукцию B_a выбирают меньшей, чтобы удержать потери в стали сердечника якоря допустимой величины.

Величина h_a, установленная по (2.206), определяет сечение сердечника $S_a = h_a l_a \kappa_c$, м², по которому замыкается поток $\Phi/2$. Сечение S_a загружено половинным значением потока полюса Φ потому, что последний в сердечнике якоря разветвляется, замыкаясь на соседние полюса противоположной полярности.

В сердечнике якоря, как правило, делают аксиальные вентиляционные каналы диаметром $d_к$, располагая их в $n_к$ рядах, что требует определенного места в радиальном направлении.

Оценивают этот размер так:

$$\frac{1}{2} d_к n_к. \qquad (2.208)$$

Диаметр каналов обычно

$$d_к = 20 \div 30\ \text{мм} = 0{,}02 \div 0{,}03\ \text{м}. \qquad (2.209)$$

Число рядов каналов $n_к = 2 \div 3$, причем каналы размещаются в шахматном порядке так, чтобы расстояние между их центрами равнялось $(2{,}5 \div 3{,}0)\, d_к$.

При указанном расположении вентиляционных каналов связь между конструктивной h'_a и активной h_a высотами сечения сердечника якоря определяется формулой:

$$h'_a = h_a + \frac{1}{2} d_к n_к. \qquad (2.210)$$

Внутренний диаметр сердечника якоря, м

$$D_i = D_a - 2(h_z + h'_a) \qquad (2.211)$$

является в то же время внешним диаметром втулки якоря, на которую сажают шихтованное тело сердечника.

Втулку прессовой посадкой насаживают на вал якоря. Диаметр вала, см, в его средней части (под серечником) у двигателей опорно-осевого исполнения может быть оценен по формулам:

при односторонней зубчатой передаче $d_в = (16 \div 20)\sqrt[3]{\frac{P_н}{n_н}}$;

при двусторонней — $d_в = (16 \div 20)\sqrt[3]{\frac{1,25P_н}{2n_н}}$. (2.212)

В последнем выражении сомножителем 2 в знаменателе учитывают то, что при передаче вращающего момента на две стороны вала сечения его загружены половинным значением полного момента двигателя, а сомножителем 1,25 в числителе учитывают некоторый запас, так как нет полной уверенности в том, что вращающий момент делится между концами вала точно поровну.

Односторонняя толщина втулки обычно 15—20 мм и, таким образом, внешний ее диаметр

$$d_{вт} = d_в + (15 \div 20) \text{ мм}. \qquad (2.213)$$

Сопоставляя значения D_i и $d_{вт}$, устанавливают окончательные размеры D_i, h'_a, h_a и B_a. Указанное конструктивное выполнение двигателя типично для моторвагонных двигателей и для электровозных средних мощностей. Если внешний диаметр втулки $d_{вт}$ значительно меньше внутреннего диаметра сердечника D_i, то вместо втулки помещают пустотелую коробку якоря, как то изображено, например, на рис. 2.9.

Опорно-рамные двигатели, у которых вращающий момент передается колесной паре через внутренний карданный вал, всегда имеют относительно больший диаметр якоря D_a и внутренний его диаметр D_i определяется лишь формулой (2.211).

Воздушный зазор под главными полюсами машины. Этот размер играет в установлении эксплуатационных свойств двигателя очень важную роль и ниже ему будет уделено особое внимание.

На данном этапе расчета воздушный зазор намечают сугубо ориентировочно, лишь для придания определенности при наметке эскиза магнитной цепи машины. Так как воздушный зазор δ по отношению к размерам остальных элементов машины крайне мал, то неточность в его предварительной оценке никакого влияния на общие габаритные размеры машины не оказывает. Он может быть оценен (в мм):

для машин с компенсационной обмоткой $\delta = (0,006 \div 0,008)D_a$;

для машин с эксцентричным воздушным зазором $\delta = (0,012 \div 0,015)D_a$. (2.214)

В первом случае это размер равномерного зазора δ, во втором «эквивалентного» $\delta_э$, который связан с зазором под серединой полюса δ_0 и под краем $\delta_{кр}$ формулой

$$\delta_э = \delta_0 + \frac{1}{3}(\delta_{кр} - \delta_0). \qquad (2.215)$$

Сердечники главных полюсов и их наконечники. Размеры и очертание наконечника полюса при наличии в машине компенсационной обмотки были установлены ранее, в § 9.3.

Если двигатель компенсационной обмотки не имеет, то эти размеры определяют следующим образом.

Дугу поверхности полюсного наконечника, обращенную к якорю, очерчивают в соответствии с типом воздушного зазора и его перекрытием (см. § 2.3). Ширину дуги наконечника $b_р$ устанавливают по данным § 4.3.

Площадь сечения сердечника полюса, м²

$$S_m = \sigma\Phi / B_m. \qquad (2.216)$$

Индукцию в сердечнике полюсов принимают равной

$$B_m = 1,4 \div 1,7 \text{ Т}. \qquad (2.217)$$

Коэффициент рассеяния главных полюсов $\sigma = (\Phi + \Phi_\sigma)/\Phi$ наиболее точно может быть установлен определением потока рассеяния σ по картине магнитного поля, как изложено в § 5.5.

При предварительных расчетах коэффициент рассеяния оценивают так:

при $2p = 6$ и наличии компенсационной обмотки $\sigma = 1,25$;
при $2p = 4$ и наличии компенсационной обмотки $\sigma = 1,20$;
при $2p = 6$ и некомпенсированной машине $\sigma = 1,15$;
при $2p = 4$ и некомпенсированной машине $\sigma = 1,10$. (2.218)

Найденное сечение S_m может быть представлено в виде

$$S_m = b_m l_m \kappa'_с \kappa_{ср}, \qquad (2.219)$$

где b_m — ширина сердечника полюса, м;
l_m — длина сердечника (обычно равна длине сердечника якоря l_a), м;
$\kappa'_с$ — коэффициент заполнения сердечника полюса сталью; $\kappa'_с = 0,97$ — для некомпенсированных машин, сердечники полюсов которых собирают из листов толщиной 1,5 — 2,0 мм; для компенсированных машин $\kappa'_с$ определяют, как в формуле (2.206);
$\kappa_{ср}$ — коэффициент, учитывающий подрезы сердечника полюса по углам для лучшего вписывания его во внутреннюю полость катушки; $\kappa_{ср} = 0,915$ при намотке меди на ребро и обусловленных этим больших радиусах закругления катушек; $\kappa_{ср} = 1$, если медь катушек наматывается «плашмя».

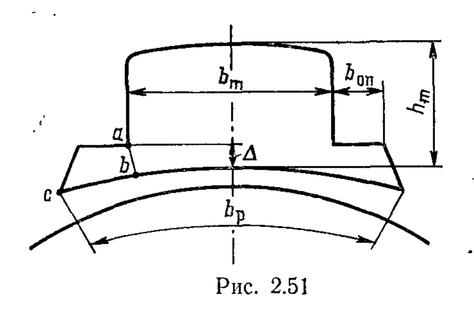


Рис. 2.51

Из (2.219) находят ширину сердечника

$$b_m = S_m/(l_m \kappa_c \kappa_{cp}). \quad (2.219')$$

Переход сердечника полюса в полюсный наконечник, образующий заплечики, на которые опирается катушка (точка a на рис. 2.51), намечают в таком месте, чтобы расстояние $\Delta \geqslant 4 \div 6$ мм.

Правильность этой наметки контролируют проверкой значения индукции у оснований рога (в сечении ab), следя за тем, чтобы магнитный поток в этом сечении не был чрезмерно зажат.

Выражая мысль, что магнитный поток в этом сечении, Вб, $\Phi_{ab} = \overline{ab} l_m B_{рога}$ равен магнитному потоку в воздушном зазоре на участке bc, причем $\Phi_{bc} = \overline{bc}\, l_m B_\delta$, имеем

$$\overline{ab} l_m B_{рога} = \overline{bc} l_m B_\delta,$$

откуда индукция, Т

$$B_{рога} = \frac{\overline{bc}}{\overline{ab}} B_\delta. \quad (2.220)$$

Она должна быть

$$B_{рога} \leqslant 2{,}0 \div 2{,}2 \text{ Т}. \quad (2.221)$$

Как ясно из способа расчета, магнитным рассеянием с рога из-за небольшой его высоты пренебрегают. Ширина опорной полочки $b_{оп}$ должна быть минимально возможной по условиям крепления на полюсе катушки.

Предварительно можно принимать

$$b_{оп} = (0{,}15 \div 0{,}20)\, b_m. \quad (2.222)$$

Высота сердечника полюса (размер по осевой линии его от воздушного зазора до внутренней поверхности остова) оценивают предварительно:

$$\left.\begin{aligned} &\text{при } 2p = 4 \; h_m = (0{,}2 \div 0{,}25)\,\tau; \\ &\text{при } 2p = 6 \; h_m = (0{,}3 \div 0{,}35)\,\tau. \end{aligned}\right\} \quad (2.223)$$

Окончательный размер h_m выявляется размещением на сердечнике катушки главного полюса, когда будут установлены ее размеры.

Остов (ярмо) двигателя. Диаметр внутренней поверхности круглого остова

$$D_c = D_a + 2(\delta + h_m). \quad (2.224)$$

Этот размер следует проверить и по соотношению (2.21).

Для двигателей опорно-осевого исполнения диаметр внутренней поверхности остова D_c надлежит согласовать также с централью $Ц$ (см. § 6.2), используя формулу (2.22).

Если двигатель опорно-рамный с полым валом, то вместо слагаемого f вводится f', определяемое по формуле (2.23).

Внешний диаметр остова D_o может быть ориентировочно намечен с учетом того, что

$$\left.\begin{aligned} D_a &\leqslant 0{,}55\, D_o \text{— при } 2p = 4; \\ D_a &\leqslant 0{,}65\, D_o \text{— при } 2p = 6. \end{aligned}\right\} \quad (2.225)$$

Кроме того, D_o связан с D_a выражением

$$D_o = D_a + 2(\delta + h_m - h_j). \quad (2.226)$$

Здесь h_j — радиальная толщина остова, м, которую оценивают так:

$$h_j \approx 0{,}45\, b_m, \quad (2.227)$$

где b_m — ширина сердечника главного полюса.

Что касается длины расчетного сечения ярма S_j в осевом направлении l_j, м, то при предварительных расчетах его можно выбрать равным [21]

$$l_j = l_a + 0{,}4\, D_a. \quad (2.228)$$

Таким образом, расчетное сечение ярма, м²

$$S_j = h_j l_j, \quad (2.229)$$

а индукция в нем, Т

$$B_j = \sigma\Phi/2S_j, \quad (2.230)$$

коэффициент рассеяния определяют по формуле (2.218). Необходимо следить, чтобы

$$B_j < 1{,}4 \text{ Т}. \quad (2.231)$$

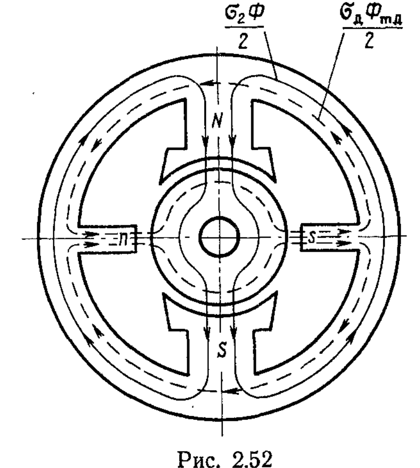


Рис. 2.52

Из рис. 2.52 следует, что по ярму машины при ее работе замыкается магнитный поток не только главных, но и добавочных полюсов. Чтобы магнитная цепь на участках, где эти потоки складываются, не насыщалась чрезмерно, при расчете машины только по потоку главных полюсов закладывают, как видим, относительно небольшие индукции в ярме.

Окончательное решение сводится к такому установлению S_j, чтобы индукция в участках ярма,

где магнитные потоки главных и добавочных полюсов суммируются, была бы

$$B_j = \frac{\sigma \Phi + \Phi_{m\text{д}}}{2S_j} \leqslant 1{,}5 \div 1{,}55 \text{ Т}. \qquad (2.231')$$

Наиболее строго это проверяется построением магнитной характеристики добавочного полюса (см. § 11.7).

Размер остова D_0 должен быть таким, чтобы у него как у частично или полностью подрессоренного элемента локомотива нижняя точка отстояла от головки рельса не менее чем на 150 мм (ГОСТ 9238—59), т. е. применительно к рис. 2.1 $c \geqslant 150$ мм.

Для возможности увеличить радиальный размер двигателя осевую линию его вала поднимают над осевой линией колесной пары на величину t (см. рис. 2.1).

Таким образом должно быть удовлетворено выражение

$$D_0 \leqslant 2\left(\frac{D_б}{2} + t - c\right), \qquad (2.232)$$

где $D_б$ — диаметр круга катания бандажей колесной пары.

Величина t делается равной

$$t = 50 \div 200 \text{ мм}.$$

В заключение на эскизе наносят длины средних магнитных линий на всех участках магнитной цепи: L_a, h_z, δ, $h_{z\text{ко}}$, L_m, $L_{\text{вых}}$ и L_j (см. рис. 2.46 — 2.49).

Из рассмотрения этих рисунков следует, что длина пути магнитного потока в сердечнике главных полюсов при наличии компенсационной обмотки должна быть подразделена на длину собственно в сердечнике полюса L_m и на участок зубцового слоя $h_{z\text{ко}}$. Кроме того, длину потока в ярме машины подразделяют на участок собственно ярма L_j и длину места перехода к сердечнику полюса («выход») L_j' (подробнее об этом сказано в § 12.3).

Длину магнитных линий в «выходе» принимают равной

$$L_j' = \frac{b_m}{2}. \qquad (2.233)$$

Для двигателя с восьмигранным остовом этот эскиз намечают применительно к обозначениям, приведенным на рис. 2.46 и 2.53 следующим образом.

Восьмигранное очертание остова вносит некоторую специфику в установление размеров отдельных участков ярма. Так как внутренняя полость остова не круглая, то ее нельзя обрабатывать сплошной расточкой, как при круглых остовах. Расточкой обрабатывают лишь приливы остова под посадку главных полюсов. Места посадки добавочных полюсов, расположенные на узких гранях, плоские и их обрабатывают строжкой.

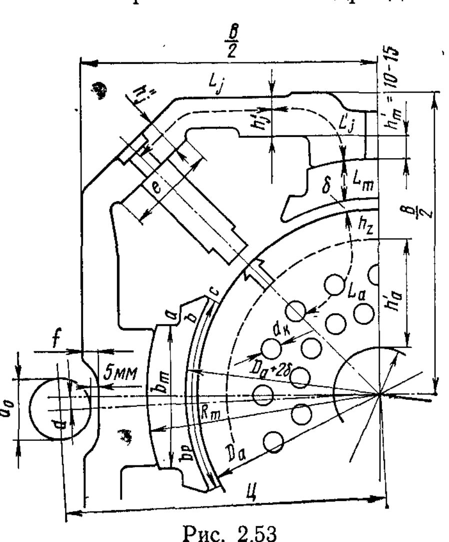


Рис. 2.53

Высоту и ширину остова (расстояние между широкими гранями) обозначают B.

Начало наметки эскиза магнитной цепи машины то же, что и в рассмотренном выше случае круглого остова. Наносят внешнюю окружность якоря и зубцовый слой его, устанавливают расчетную h_a и конструктивную h_a' высоту сердечника якоря и внутренний диаметр якоря D_i.

Диаметром $D_a + 2\delta$ очерчивают дугу полюсного наконечника главного полюса b_p, определяют сечение сердечника S_m и его ширину $b_m = S_m/\kappa_c l_m$ и производят сопряжения собственно сердечника полюса с его наконечником, как и в машинах с круглым остовом.

Далее намечают высоту (и ширину) остова, мм

$$B = 2\left[Ц - \left(\frac{1}{2} d_0 + 5\right) + f\right]. \qquad (2.234)$$

Обозначения см. на рис. 2.53.

Здесь $f = 15 \div 24$ мм — предварительный подрез остова в месте расположения моторно-осевых подшипников. Его корректируют после того, как определят толщину остова.

Для наметки величины B используют также связь ее с диаметром D_a:

$$D_a \leqslant 0{,}65\, B. \qquad (2.235)$$

Наконец, должен быть выдержан зазор между нижней точкой остова двигателя и головкой рельса $c \geqslant 150$ мм. Для возможности вписать остов бо́льших размеров поднимают осевую линию вала двигателя над осевой линией колесной пары на величину t аналогично (2.232):

$$B \leqslant 2\,(D_б/2 + t - c).$$

Длину утолщенной части остова — магнитопровода l_j — оценивают наименьшей из величин

$$l_j = l_a + 0{,}8\,\tau, \text{ или } l_j = 2{,}3\, l_a \qquad (2.236)$$

и, таким образом, сечение, м², по (2.230) будет

$$S_j = \sigma\Phi/(2B_j),$$

где по (2.231) $B_j < 1{,}4$ Т.

Толщину остова h_j' в месте расположения главных полюсов делают больше, чем у добавочных h_j'', так как по остову у главных полюсов замыкается не только основной поток, но и поток рассеяния.

Выполняют

$$h_j' \approx 1{,}1\, S_j/l_j \quad \text{и} \quad h_j'' \approx 0{,}9\, S_j/l_j. \qquad (2.237)$$

Найденное значение h_j' позволяет наметить внутреннюю поверхность остова в местах расположения главных полюсов.

Теперь размер B может быть проверен по формуле

$$B = D_a + 2(\delta + h_m + h_j'). \quad (2.238)$$

Высоту полюса оценивают по формуле

$$L_m = (0{,}20 \div 0{,}25)\,\tau.$$

Затылок сердечника полюса, стыкующийся с остовом, очерчивают радиусом (см. рис. 2.53)

$$R_m = \frac{D_a}{2} + \delta + L_m.$$

Этим одновременно устанавливают и высоту приливов остова, растачиваемых под сердечники главных полюсов. Высота этих приливов 10—15 мм. Ширина приливов b_m', мм, при отсутствии их обработки с боковых сторон на 4—6 мм меньше ширины сердечника полюса, т. е. $b_m' = b_m - (4 \div 6)$, а при наличии такой обработки $b_m' = b_m - (1 \div 2)$.

Внутренние грани остова, расположенные под углом 45° к горизонтальной оси машины, где размещаются добавочные полюсы, располагают в таком месте, чтобы под добавочный полюс была обеспечена посадочная площадка шириной

$$e \approx (0{,}14 \div 0{,}15)\,B.$$

Знание всех перечисленных величин позволяет наметить эскиз магнитной цепи двигателя с восьмигранным остовом.

Позже, когда будут установлены размеры катушек главных и добавочных полюсов, размещая их в машине, надо следить за тем, чтобы минимальное расстояние между ними a было (см. рис. 2.48)

$$a \geqslant 8 \div 10 \text{ мм}.$$

§ 12.3. Определение магнитных напряжений стальных участков магнитной цепи машины

По магнитному потоку Φ и сечениям отдельных участков S_i находят индукцию $B_i = \Phi_i/S_i$.

Далее по соответствующим кривым или таблицам намагничивания (см. приложение 1) находят напряженности магнитного поля H_i, умножая их на длины соответствующих участков L_i, определяют магнитные напряжения $F_i = H_i L_i$. Это касается участков 1—7 табл. 2.8.

К этому общеизвестному расчету, излагаемому в курсах «Электрические машины» [23], надо сделать лишь следующие добавления:

1. Расчет магнитного напряжения зубцового слоя якоря ведется по расчетной напряженности, определяемой по формуле Симпсона

$$H_z = \frac{H_{z\,\min} + 4H_{z\,\text{ср}} + H_{z\,\max}}{6}, \quad (2.239)$$

где $H_{z\,\min}$, $H_{z\,\text{ср}}$ и $H_{z\,\max}$ — напряженности магнитного поля в головке, среднем сечении зубца и в ножке.

Если в расчете не требуется особой точности, то при незначительной разнице в ширинах головки и ножки зубцов можно вести расчет по напряженности $H_{z^1/_3}$ в сечении зубца, отстоящем от его основания на $^1/_3\, h_z$.

Напряженность поля $H_{z^1/_3}$ определяют по индукции

$$B_{z^1/_3} = \frac{\Phi_{t1}}{S_{z^1/_3}} = \frac{B_\delta\, t_1\, l_a}{b_{z^1/_3}\, \kappa_\text{c}\, l_a}, \quad (2.240)$$

где Φ_{t1} — магнитный поток зубцового деления;
$S_{z^1/_3}$ — сечение зубца на высоте $^1/_3$ зубца от его основания, где ширина его $b_{z^1/_3}$; κ_c — коэффициент заполнения сталью по (2.206).

2. Если магнитная цепь машины выполнена так, как изображено на рис. 2.49, и катушки главных полюсов покоятся на составном сердечнике, часть высоты которого L_m принадлежит собственно полюсу, а часть h_m' — элементу шихтованной вставки, то, так как сечения этих элементов несколько различны, магнитные напряжения F_m и F_m' целесообразно определять раздельно.

3. В месте стыка затылка сердечника полюса с ярмом контакт не бывает идеально плотным, что вносит некоторое дополнительное сопротивление, на преодоление которого в н. с. полюсов предусматривают соответствующую составляющую, оцениваемую величиной

$$F_{mj} \approx 0{,}008\, B_m. \quad (2.241)$$

4. Участок ярма машины подразделяют, как уже отмечалось, на две части: основную, длиной L_j (см. рис. 2.48), и место перехода к сердечнику полюса L_j' [см. формулу (2.233)], где индукцию оценивают величиной

$$B_j' = \frac{\sigma\Phi}{2h_j\,(l_m + b_m)}. \quad (2.242)$$

5. При наличии в машине компенсационной обмотки сердечник полюса подразделяют по высоте (см. рис. 2.48), выделяя собственно сердечник с длиной средней магнитной линии L_m и зубцовый слой наконечника $h_{z\text{ко}}$. Как величина $h_{z\text{ко}}$, так и индукция в зубцах наконечника $B_{z\text{ко}}$ установлены при расчете компенсационной обмотки в § 9.3, данные эти вписаны в табл. 2.8, а найдя по $B_{z\text{ко}}$ напряженность поля $H_{z\text{ко}}$, находят и магнитное напряжение $F_{z\text{ко}}$.

6. Суммируя F_{1-7} (см. табл. 2.8), находят суммарное магнитное напряжение всех стальных участков магнитной цепи машины $F_\text{ст}$.

Таблица 2.8

№ участка	Наименование участка	Магнитный поток, Вб	Поперечное сечение, м²	Длина, см	Индукция, Т	Напряженность магнитного поля на участке, А/см	Магнитные напряжения участков и н. с. полюса, А
1	Зубцовый слой якоря	Φ	$S_{z^1/_3}$	h_z	$B_{z^1/_3}$	H_z	F_z
2	Сердечник якоря	$0{,}5\Phi$	S_a	L_a	B_a	H_a	F_a
3	Зубцовый слой полюса	$\sigma_{ко}\Phi$	$S_{ко}$	$h_{ко}$	$B_{zко}$	$H_{zко}$	$F_{zко}$
4	Сердечник полюса	$\sigma\Phi$	S_m	L_m	B_m	H_m	F_m
5	Стык полюса с ярмом	$\sigma\Phi$	S_m	0,008	B'_m	—	F_{mj}
6	Переход ярмо — полюс (выход)	$\sigma\Phi$	S'_j	L'_j	B'_j	H'_j	F'_j
7	Остов (ярмо) машины	$0{,}5\sigma\Phi$	S_j	L_j	B_j	H_j	F_j
	Сумма магнитных напряжений всех стальных участков магнитной цепи машины						$\sum_1^7 F_i = F_{ст}$
8	Воздушный зазор	Φ	S_δ	$\delta_э$	B_δ	—	F_δ
	Н. с. для проведения магнитного потока по магнитной цепи						$F_\mu = F_\delta + F_{ст}$
	Н. с. на компенсацию действия реакции якоря						F_ρ
	Н. с. обмотки полюса						$F_в = \Sigma F = F_\mu + F_\rho$

§ 12.4. Определение магнитного напряжения воздушного зазора

Установление основных расчетных формул. Проектируемый двигатель, как уже было отмечено в исходных данных на его проектирование, должен обладать такой регулируемостью, чтобы при оговоренной заданием максимальной скорости локомотива v_{max} реализовалась требуемая мощность $P_{v\,max}$, т. е. чтобы был обеспечен необходимый коэффициент регулируемости [см. формулу (1.51)]:

$$\kappa_р = \frac{1}{\kappa_н \beta_{min}}.$$

Получения нужного коэффициента насыщения, как показано в § 3.1. и 3.2, наиболее рационально добиваться соответствующим выбором воздушного зазора.

Значение минимальной степени возбуждения β_{min} связано с коэффициентом устойчивости магнитного поля $\kappa_{y\,v\,max}$ при режиме с v_{max}. Коэффициент использования мощности локомотива, в который входит коэффициент регулируемости двигателя $\kappa_р$, описывается выражением (1.50″). Получение его нужного значения обеспечивается правильным установлением воздушного зазора, расчет которого ведется следующим образом.

Выразим из выражения (1.50″) коэффициент насыщения машины в номинальном режиме

$$\kappa_н = \frac{\beta_н \kappa'_н \dfrac{U_{max}}{U_н}}{\beta_{min} \kappa_и \kappa_v}.$$

С другой стороны, по определению $\kappa_н = F_{вн}/F_{\delta н}$.

Приравнивая эти два выражения, имеем

$$F_{\delta н} = \frac{F_{вн} \beta_{min} \kappa_и \kappa_v}{\beta_н \kappa'_н \dfrac{U_{max}}{U_н}}. \qquad (2.243)$$

Коэффициент устойчивости для режима работы двигателя с минимальной степенью возбуждения β_{min}:

$$\kappa_{yv\,max} = \frac{F_{\delta v\,max}}{\alpha_\delta \dfrac{\tau}{2} A_{v\,max}}.$$

Так как ток двигателя при работе с максимальной скоростью и реализации заданной мощности $I_{v\,max} = I_н \kappa_и$ и в таком же отношении находятся линейные нагрузки током

$$A_{v\,max} = A\kappa_и,$$

то предыдущему выражению, обозначив число витков катушек главных полюсов $w_в$, придают вид

$$\kappa_{yv\,max} = \frac{I_{v\,max} \beta_{min} w_в}{\alpha_\delta \dfrac{\tau}{2} A\kappa_и},$$

а заменив в числителе $I_{v\,max}$ на $I_н \kappa_и$ и умножив и разделив последнее выражение на $\beta_н$, получим

$$\kappa_{yv\,max} = \frac{I_н \kappa_и \beta_{min} w_в \beta_н}{\alpha_\delta \dfrac{\tau}{2} A\kappa_и \beta_н}.$$

Здесь

$$\frac{\tau}{2} A = F_{aqн}; \quad I_н \beta_н w_в = F_{вн}$$

и поэтому

$$\kappa_{y v \max} = \frac{F_{вн} \beta_{min}}{\alpha_\delta F_{aqп} \beta_н}, \tag{2.244}$$

отсюда

$$\beta_{min} = \frac{\kappa_{y v \max} \alpha_\delta F_{aqн} \beta_н}{F_{вн}}. \tag{2.244'}$$

Подставив это значение в формулу (2.243), имеем

$$F_{\delta н} = \frac{\kappa_{y v \max} \alpha_\delta F_{aqн} \kappa_и \kappa_v}{\kappa'_н \dfrac{U_{max}}{U_н}}. \tag{2.245}$$

В том случае, когда регулирование напряжения на локомотиве не предусматривается, т. е. $U_{max} = U_н$, а коэффициент насыщения при β_{min}, как отмечалось, близок к единице, т. е. $\kappa'_н \approx 1$, выражение это приобретает более простой вид

$$F_{\delta н} = \kappa_{y v \max} \alpha_\delta F_{aqн} \kappa_и \kappa_v. \tag{2.246}$$

Определение F_δ^* для машин без компенсационной обмотки. В правой части установленного выше выражения (2.246) величины $\kappa_и$ и κ_v являются заданными, α_δ и F_{aq} определены в предыдущей части расчета, а коэффициент устойчивости $\kappa_{y v \max}$ при режиме, реализующем значения $\kappa_и$ и κ_v, неизвестен.

Установить его можно двояко.

1. Памятуя, что максимальное межламельное напряжение e_{max} не должно превышать указанного в § 4.2 и то, что в машинах без компенсационной обмотки воздушный зазор под главными полюсами выполняется неравномерным (примем его эксцентричным), его раскрытие $\delta_{кр}/\delta_0$ и коэффициент устойчивости $\kappa_{y v \max}$ установим одновременно, используя кривые зависимости $\xi_{max}\left(\kappa_{y v \max}, \dfrac{\delta_{кр}}{\delta_0}\right)$, приведенные на рис. 1.17.

Исходя из допустимого значения

$$e_{max} = \frac{2pU}{\alpha_\delta K} \xi_{max} = \frac{e_{ср}}{\alpha_\delta} \xi_{max},$$

находим максимально допустимую степень искажения поля

$$\xi_{max} = \frac{e_{max} \alpha_\delta K}{2pU}, \tag{2.247}$$

а по данным рис. 1.17 по ξ_{max} намечаем величины $\kappa_{y v \max}$ и $\dfrac{\delta_{кр}}{\delta_0}$.

* Ниже индекс «н» при всех величинах, относящихся к номинальному режиму, будет опускаться.

Для контроля следует иметь в виду, что обычно

$$2 \leqslant \delta_{кр}/\delta_0 \leqslant 3,$$

а коэффициент устойчивости

$$\left.\begin{array}{l}\kappa_{y v \max} = 0{,}8 \div 0{,}9 \text{ — для машин без компенсационной обмотки;} \\ \text{и } \kappa_{y v \max} = 0{,}35 \div 0{,}45 \text{ — для компенсированных машин.}\end{array}\right\} \tag{2.248}$$

Эти значения меньше единицы, так как все машины при минимальном их возбуждении работают с опрокинутым полем под краем полюсов, размагничиваемых поперечной н. с. якоря.

2. Определить F_δ можно, непосредственно задаваясь значением коэффициента устойчивости $\kappa_{y v \max}$ по (2.248), однако при этом остается не установленным максимальное межламельное напряжение e_{max} при β_{min}. Восполняют этот пробел, используя зависимости $\xi_{max}\left(\kappa_{y v \max}, \dfrac{\delta_{кр}}{\delta_0}\right)$ (см. рис. 1.17), определив предварительно максимально допустимую степень искажения поля ξ_{max} по (2.247), исходя из допустимого значения e_{max}.

Как и выше, по данным рис. 1.17 устанавливают одновременно коэффициент $\kappa_{y v \max}$ и раскрытие зазора $\delta_{кр}/\delta_0$.

При необходимости в предварительно намеченное значение $\kappa_{y v \max}$ вносят поправку.

По окончательно установленному $\kappa_{y v \max}$ фиксируют значение минимальной степени возбуждения β_{min}.

Если двигатель компенсированный, поступают аналогичным образом. Задавшись коэффициентом устойчивости $\kappa_{y v \max}$ по (2.248), определяют магнитное напряжение воздушного зазора F_δ по (2.246), вписывают эту величину в табл. 2.8 (участок № 8), подсчитывают н. с. главных полюсов $F_в$.

Далее по формуле (1.102) находят максимальный коэффициент искажения поля ξ_{max}, а по нему максимальное межламельное напряжение [см. формулу (1.103)]

$$e_{max} = \frac{e_{ср}}{\alpha_\delta} \xi_{max}.$$

Если e_{max} окажется больше приведенного в § 4.2, то расчет следует пересмотреть, задаваясь бо́льшим значением коэффициента устойчивости $\kappa_{y v \max}$, добиваясь допустимого значения e_{max}. После этого можно зафиксировать минимальную степень возбуждения β_{min} по (2.244').

По окончательно откорректированному $\kappa_{y v \max}$ по формуле (2.246) уточняют величину F_δ.

§ 12.5. Учет размагничивающего действия поперечной реакции якоря

Первый способ. Этот способ, являющийся классическим, определяет размагничивающее действие поперечной реакции якоря F_ρ, используя

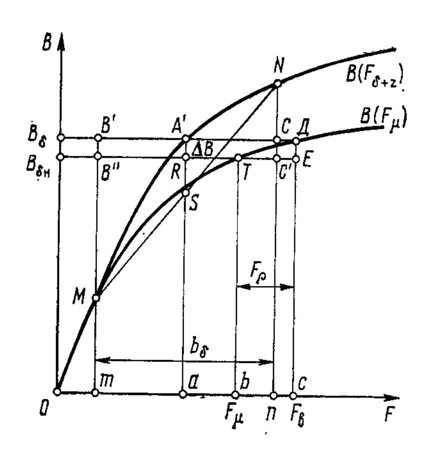


Рис. 2.54

«переходную характеристику» машины и выявляя кривую распределения индукции вдоль расчетной полюсной дуги b_δ. Он широко известен из курса «Электрические машины» [23] и здесь мы на нем не останавливаемся.

Второй способ. Первый способ определения F_ρ, требующий планиметрирования треугольников, достаточно кропотлив. Необходимость неоднократного повторения этого расчета при построении скоростных характеристик для ряда степеней возбуждения и нагрузочных характеристик машины делает эту работу весьма трудоемкой.

Упрощение расчета можно достигнуть следующим образом.

На переходной характеристике $B(F_{\delta+z})$ (рис. 2.54) зададимся какой-либо точкой A' и током якоря I_a, для которого нужно определить величину F_ρ.

По линейной нагрузке A, соответствующей этому току, определим н. с. якоря, действующие у концов расчетной полюсной дуги, т. е. на расстоянии $^1/_2\, b_\delta$ от осевой линии полюса влево и вправо от точки A' в виде отрезков $A'B'$ и $A'C$.

При индукции, выражаемой отрезком $A'a$, мерилом магнитного потока при холостом ходе машины является площадь $S_{mB'Cn}$.

При нагрузке под действием н. с. якоря магнитный поток уменьшается до величины, выражающейся площадью $S_{mMA'Nn}$, которая может быть заменена площадью равновеликого прямоугольника $S_{mB''C'n} = mn \times aR$. Высота (aR) выражает среднюю расчетную индукцию в воздушном зазоре и может быть определена по формуле Симпсона

$$aR = \frac{mM + 4aA' + nN}{6}. \qquad (2.249)$$

Как видно, мерилом уменьшения средней расчетной индукции при переходе от холостого хода к нагрузке $(B_\delta - B_{\delta н})$, а при данной расчетной полюсной дуге b_δ, т. е. при данном основании прямоугольников mn и магнитных потоков $(\Phi_0 - \Phi_н)$ служит отрезок $A'R = aA' - aR$.

С учетом (2.249)

$$A'R = aA' - \frac{mM + 4aA' + nN}{6} = \frac{1}{3}\left(aA' - \frac{mM + nN}{2}\right). \qquad (2.250)$$

Соединив на рис. 2.54 точки M и N прямой и отметив точку S пересечения ее с aA', видим, что

$$\frac{mM + nN}{2} = aS.$$

Таким образом, выражение (2.250) принимает вид

$$A'R = \frac{1}{3}(aA' - aS) = \frac{1}{3}A'S. \qquad (2.250')$$

Дальнейший расчет базируется на характеристиках холостого хода $B(F_\mu)$ и переходной $B(F_{\delta+z})$, которые строятся по данным табл. 2.8, и изображены на рис. 2.54.

Пусть требуется найти размагничивающее действие якоря при режиме, характеризующемся расчетной индукцией B_δ. Отмечаем ее на переходной характеристике $B(F_{\delta+z})$ точкой A'. Как было изложено выше, учитывая раз- и подмагничивающие н. с. якоря при заданном токе якоря $^1/_2\, b_\delta A$, находим на этой характеристике точки M и N и точку S как пересечение прямой MN с $A'a$. По определившемуся таким образом отрезку $A'S$ находим отрезок $A'R = {}^1/_3\, A'S$. Он определяет значение $A'R$ уменьшения индукции со значения B_δ до $B_{\delta н}$. Проведя через точку R, отмечающую уровень индукции $B_{\delta н}$, прямую, параллельную оси абсцисс, до пересечения с характеристикой холостого хода $B\ (F_\mu)$в точке T, находим на оси абсцисс отрезок Ob, определяющий н. с. F_μ, которая создавала бы индукцию $B_{\delta н}$. Если мы хотим, чтобы при данном токе якоря I_a индукция в воздушном зазоре была B_δ, т. е. больше $B_{\delta н}$ на ΔB, н. с. полюсов $F_в$ надо увеличить. Для того чтобы решить вопрос, насколько, через точку A' проводим прямую параллельно оси абсцисс на уровне нужной индукции B_δ до пересечения с магнитной характеристикой в точке $Д$, которой соответствует н. с. полюсов $F_в$. Избыток н. с. $F_в - F_\mu = F_\rho$ идет на компенсацию размагничивающего действия реакции якоря, т. е. значение F_ρ определено.

Третий способ. Второй способ требует меньше времени, чем первый, но все же достаточно трудоемок. Поэтому инженерная практика создала ряд более простых приемов этого расчета, один из которых, наиболее распространенный в тяговом электромашиностроении, приводится ниже [15].

Размагничивающая составляющая поперечной реакции якоря F_ρ ставится в зависимости от полной н. с. якоря на полюс. Вводя в расчет коэффициент $\kappa_{ря}$, представляем величину F_ρ в виде

$$F_\rho = \kappa_{ря} F_{aq}. \qquad (2.251)$$

Коэффициент $\kappa_{ря}$ зависит от соотношения н. с. якоря F_{aq} и магнитных напряжений $F_\delta + F_z$, так как оно определяет степень искажения поля, а также от уровня насыщения зубцового слоя. Это ясно из того, что чем больше индукция в зубцах, т. е. чем больше они насыщены рабочим потоком машины, тем в меньшей мере н. с. якоря в состоянии увеличить магнитный поток под той половиной полюса, где она действует согласно с н. с. полюсов. Поэтому в меньшей мере восполняется уменьшение магнитного потока под той половиной полюса, где н. с. якоря действует встречно по отношению к н. с. полюсов, и общий поток машины уменьшается. Более сильное проявление действия реакции якоря учитывается бо́льшим значением $\kappa_{ря}$.

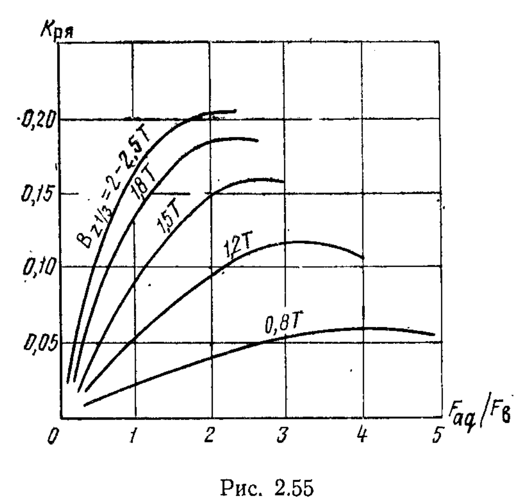


Рис. 2.55

Зависимость $\kappa_{ря}(F_{aq}/F_в)$ при ряде значений индукции в зубцах $B_{z^1/_3}$, установленная опытным путем [15], приведена на рис. 2.55.

Величина F_{aq} определяется по (2.166), а $B_{z^1/_3}$ по (2.240). Что касается н. с. полюсов $F_в$, ее определяют так.

Из табл. 2.8, в которую сведены данные расчета магнитной цепи машины, берут н. с. F_μ, затем, задавшись ориентировочно коэффициентом $\kappa_{ря} \approx (0{,}12 \div 0{,}15)$, находят н. с.

$$F_в = F_\mu + \kappa_{ря} F_{aq} = F_\mu + F_\rho.$$

Затем по отношению $F_{aq}/F_в$ на рис. 2.55 по кривой для данного значения индукции $B_{z^1/_3}$ находят коэффициент $\kappa_{ря}$. Если найденное значение $\kappa_{ря}$ отличается от принятого выше, то повторным расчетом его легко скорректировать.

Четвертый способ. Величина воздействия н. с. якоря на основное поле машины F_ρ зависит от размера воздушного зазора δ, а следовательно, от F_δ и от насыщения зубцового слоя якоря, т. е. от F_z, иными словами, от коэффициента насыщения $\kappa_н = \dfrac{F_\delta + F_z}{F_\delta}$.

Таким образом, величина F_ρ может быть поставлена в зависимость от коэффициента насыщения $\kappa_н$. Реализуя эту мысль, Г. В. Василенко [3, 6] предложил следующий метод определения величины F_ρ. Пусть имеется магнитная характеристика машины $\Phi(F_{в0})$ при $I_a = 0$ и ряд подобных зависимостей при работе машины с различными степенями возбуждения β_i (рис. 2.56). Магнитный поток при холостом ходе $\Phi = Ob_0$ создается н. с. $F_{в0} = Od = b_0a_0$. При переходе к работе с β_1 для создания того же потока требуется н. с. $F_{в1} = b_0l_1$. Отсюда $F_\rho = F_{в1} - F_{в0} = b_0l_1 - b_0a_0$. Можно, однако, отыскивать не F_ρ, а сразу $F_{в1} = F_{в0} + F_\rho$.

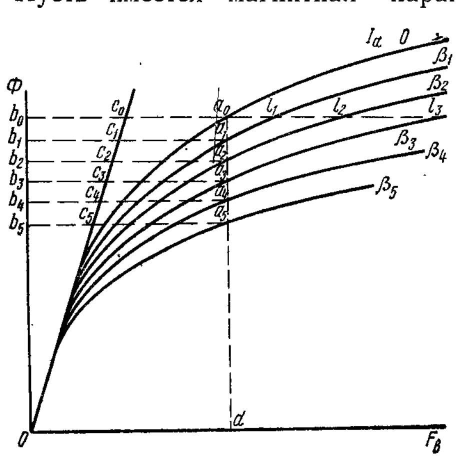


Рис. 2.56

Действительно:

$$\frac{F_{в1}}{F_{в0}} = \frac{b_0 l_1}{b_0 a_0} = \frac{b_0 l_1/b_0 c_0}{b_0 a_0/b_0 c_0} = \frac{\kappa'_н}{\kappa_{н0}},$$

откуда

$$F_{в1} = F_{в0}\frac{\kappa'_{нi}}{\kappa_{н0}} \quad \text{или} \quad F_{вi} = F_{в0}\frac{\kappa'_{нi}}{\kappa_{н0}}.$$

Так можно переходить от известных величин $F_{в0}$ и $\kappa_{н0}$ при этом режиме к н. с. $F_{вi}$ при работе с любой нагрузкой и при любой степени возбуждения β_i.

Чем с меньшим β_i, а следовательно, и насыщением $\kappa_{нi}$ работает двигатель, тем больше ток якоря I_{ai}, его н. с. F_{aqi} и, следовательно, меньше $F_{вi}/F_{aqi}$. Таким образом, есть определенная зависимость $\kappa'_{нi}(F_{вi}/F_{aqi})$, которая приведена на рис. 2.57, *а* для различных значений $\kappa_{н0}$. По этим кривым определяют величину $\kappa'_{нi}$ для данных $F_{вi}/F_{aqi}$ и $\kappa_{н0}$, необходимую для нахождения искомой н. с. $F_{вi}$.

Кривые рис. 2.57, *а* получены на основании обработки данных рис. 2.56, установленных экспериментальным исследованием ряда двигателей, поэтому в них учтены явления, трудно поддающиеся расчету (различные формы воздушных зазоров, коммутационная реакция якоря, технологические отклонения и пр.). Таким образом, этот метод значительно точнее предыдущего и им следует пользоваться при расчете мощных электровозных высоконапряженных двигателей.

Следует подчеркнуть, что искомая величина $F_{вi}$ входит в аргумент $F_{вi}/F_{aqi}$, поэтому ее следует намечать предварительно приближенно, оценивая величиной $F_{вi} = F_{в0} + (0{,}12 \div 0{,}15)F_{aqi}$, уточняя затем методом постепенных приближений, как делали в предыдущем способе расчета.

Аналогичным образом можно вести расчет скоростных и нагрузочных характеристик по выражению

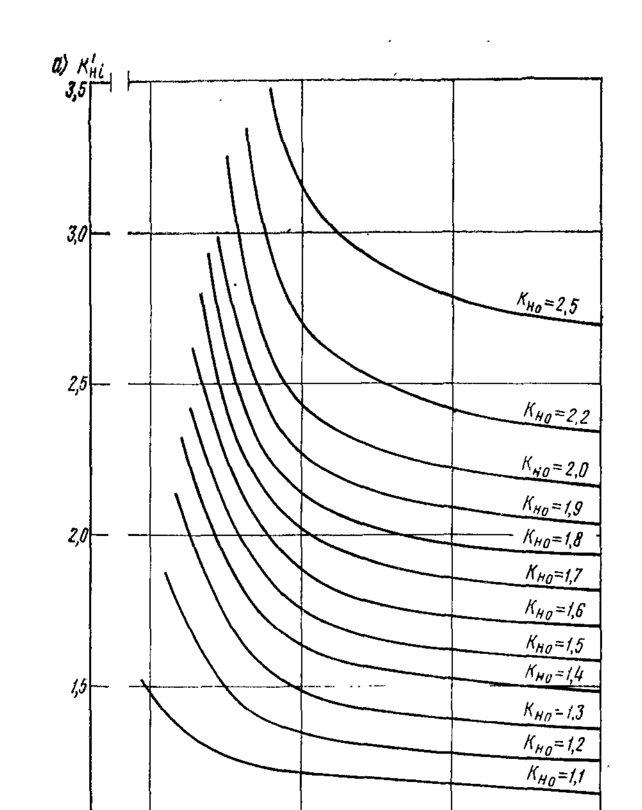
$$\Phi_{нi} = \Phi_0 \frac{\kappa_{н0}}{\kappa''_{нi}},$$

вывод которого здесь не приводится. Коэффициент $\kappa''_{нi}$, необходимый для определения $\Phi_{нi}$, по которому далее определяется частота вращения n, берется по данным рис. 2.57, *б*, где его величина дается в зависимости от $F_{вi}/F_{aqi}$ и $\kappa_{н0}$.

В заключение этого параграфа отметим, что при наличии компенсационной обмотки расчета F_ρ не делают, однако, учитывая возможную неточность компенсации, оценивают ее величиной

$$F_\rho \cong (0{,}03 \div 0{,}05)\,\tau/2\,A. \qquad (2.252)$$

Установив тем или иным способом величину F_ρ, вписывают ее в табл. 2.8.



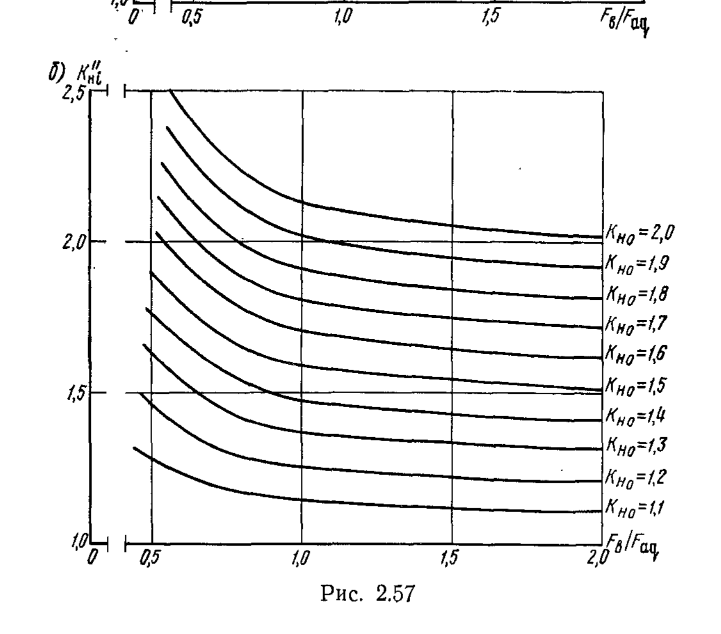


Рис. 2.57

§ 12.6. Н. с. катушек главных полюсов и их параметры

Н. с. катушки главного полюса $F_в$ находят суммированием всех магнитных напряжений и вносят в табл. 2.8.

Число витков катушки главного полюса

$$w_в = \frac{1{,}02\,F_в}{\beta_н I_н}, \tag{2.253}$$

где $\beta_н$ — степень возбуждения при номинальном режиме (в двигателях постоянного тока $\beta_н = 1$);

1,02 — коэффициент запаса на производственные неточности.

Поперечное сечение меди катушки, мм²

$$q_в = \frac{\beta_н I_н}{a_в j_в}, \tag{2.254}$$

где $a_в$ — число параллельных ветвей обмотки (в тяговых двигателях обычно $a_в = 1$);

$j_в$ — плотность тока [по данным (2.199)], А/мм².

Размеры сечения меди выбирают по сортаменту (см. приложение 4), определяя приблизительно нужное сечение $q_в$, после чего устанавливают окончательную плотность тока. Размеры меди должны быть и такими, чтобы катушки наиболее рационально размещались во внутренней полости машины, обеспечивая ее компактность; зазор между катушками главных и добавочных полюсов должен быть $a \geqslant 8 \div 10$ мм.

Катушки главных полюсов при $2p = 4$ выполняют двухслойными с намоткой «плашмя» (рис. 2.58, *а*), а при $2p = 6$ в двигателях с круглым остовом лучше вписываются катушки, намотанные на узкое ребро. В последнем случае катушки гнут по радиусу посадочной поверхности остова (рис. 2.58, *б*). У двухслойных катушек число витков в слое со стороны якоря делают меньше, чем со стороны остова, что облегчает создание нужного зазора между катушками. Уступ, обусловленный этим, заполняют изоляционной замазкой. Катушки, наматывае-

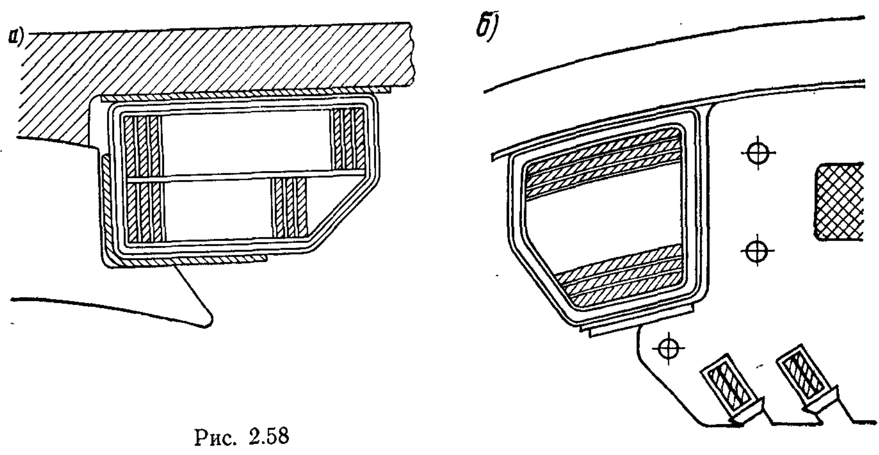


Рис. 2.58

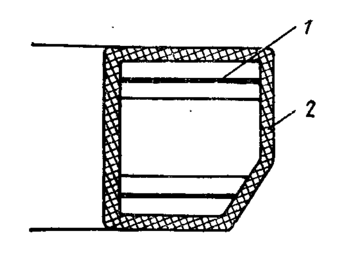


Рис. 2.59

мые на узкое ребро, подрезают (см. рис. 2.58, *б*). Подобный подрез можно делать не более чем на половину высоты катушки. Уменьшение в этом месте сечения меди должно быть учтено при определении сопротивления катушки (о чем речь пойдет ниже).

Размеры катушек *при двухслойном исполнении* устанавливаются так (см. рис. 2.58, *а*). Ширина катушки складывается из суммы толщин меди и изоляционных прокладок между витками, увеличенной на 6—8% от неплотности прилегания, и двойной толщины внешней корпусной изоляции, увеличенной на 0,6 — 0,8 мм от пропитки. Высота катушки складывается из двойной высоты меди, толщины прокладки между слоями, равной 2 мм, выступа на 1 мм межвитковой изоляции и двойной толщины внешней корпусной изоляции, увеличенной на 0,6—0,8 мм от пропитки. Выполнение изоляции см. § 11.6.

У машин с круглым остовом (см. рис. 2.58, *б*) катушки главных полюсов, *намотанные на ребро*, выполняют с изоляцией типа «Монолит-2» (рис. 2.59). Межвитковая изоляция *1* — бумага асбестовая толщиной 0,5 мм; корпусная *2* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,13 мм:

$$\left.\begin{array}{l}8 \text{ слоев вполуперекрышу — при } U_с = 3000 \text{ В;} \\ 4 \text{ слоя вполуперекрышу — при } U_с = 1000 \text{ В.}\end{array}\right\} \qquad (2.255)$$

Высота катушки складывается из суммы толщин меди и межвитковой изоляции, увеличенной из-за распушения и выравнивающих прокладок на 3—6%, и двух толщин корпусной изоляции. Ширина катушки определяется шириной меди выступанием на 0,5 мм межвитковой изоляции и двойной толщиной корпусной изоляции. При размещении катушек на полюсном сердечнике должно быть предусмотрено место для размещения фланцев (2—3 мм) и прокладок (~1 мм). При *моноблочном* исполнении полюса, когда катушка, посаженная на сердечник, заливается монолитом и выпекается вместе с ним, образуя так называемый *моноблок*, прокладок не ставят (см. пример расчета двигателя пульсирующего тока).

Установив размеры катушек главных и добавочных полюсов и располагая их во внутренней полости машины, вносят нужные коррективы в эскиз поперечного сечения машины и фиксируют окончательно размеры остова двигателя.

Длина меди катушки главного полюса (обмотки возбуждения) с числом витков $w_в$ равна

$$l_в = l_{вср} w_в,$$

где $l_{вср}$ — средняя длина витка. Наиболее точно она устанавливается по чертежу катушки. При предварительных расчетах ее можно определять так.

Если катушка двухслойная (см. рис. 2.58, *а*), то устанавливают среднюю длину витка для каждого слоя в отдельности: $l_{ср1}$, м, для первого слоя с числом витков $w_{в1}$ и $l_{ср2}$, м, для второго — с числом витков $w_{в2}$:

$$l_{ср1} = 2(l_a + b_m) + \pi b_1; \; l_{ср2} = 2(l_a + b_m) + \pi b_2,$$

где b_1 и b_2 — ширина спиралей этих слоев.

Общая длина меди обмотки возбуждения, м

$$L_в = 2p\,(l_{ср1}\, w_{в1} + l_{ср2}\, w_{в2}). \qquad (2.256)$$

Если катушка намотана на узкое ребро одной спиралью (см. рис. 2.58, *б*), то длину среднего витка, мм, можно оценивать по формуле

$$l_{вср} = 2\,[(l_m + 15) + (b_m + 5)] + 2\pi\,\frac{b_{мк}}{2}, \qquad (2.257)$$

где l_m и b_m — длина и ширина сердечника полюса, мм;
$b_{мк}$ — ширина меди обмотки возбуждения, мм.

Общая длина меди обмотки возбуждения, м

$$L_в = 2p l_{вср}\, w_в. \qquad (2.256')$$

Сопротивление обмотки возбуждения при 20° С, Ом

$$r_{в\,20°} = \frac{L_в}{57\, q_в\, a_в^2\, \kappa_{подр}}, \qquad (2.258)$$

где $a_в$ — число параллельных ветвей обмотки;
$\kappa_{подр}$ — коэффициент, учитывающий уменьшение сечения меди от подреза катушки.

Если высота подреза менее $^1/_3$ высоты катушки, с ним можно не считаться, принимая $\kappa_{подр} = 1$. Если подрез достигает половины высоты катушки, то $\kappa_{подр} = 0{,}95$.

Масса меди катушек главных полюсов, кг

$$m_{мв} = 8{,}9 \cdot 2p l_в\, q_в \cdot 10^{-3}, \qquad (2.259)$$

где 8,9 — плотность меди, г/см³; $l_в$ — в м; $q_в$ — в мм².

§ 12.7. Определение параметров воздушного зазора под главными полюсами

В § 12.4 установлено выражение (2.246), позволяющее определять магнитное напряжение воздушного зазора F_δ.

Так как, с другой стороны,

$$F_\delta = \frac{1}{\mu_0}\, B_\delta\, \delta_э, \qquad (2.260)$$

равномерный эквивалентный воздушный зазор равен

$$\delta_э = \frac{F_\delta\, \mu_0}{B_\delta}. \qquad (2.260')$$

Знание величины $\delta_э$ позволяет определить и конструктивные размеры воздушных зазоров с учетом зубчатого строения поверхностей, ограничивающих воздушный зазор и неравномерность последнего, если она имеется. Вопрос этот для машин без компенсационной обмотки и компенсированных решается несколько различно. При неравномерном зазоре его параметры находятся так.

Из выражения (1.74′) $\delta_э = \kappa_э\delta_0$ находят $\delta_0 = \delta_э/\kappa_э$, а затем и $\delta_{кр} = \delta_0\delta_{кр}/\delta_0$.

Размеры всех найденных зазоров $\delta_э$, δ_0 и $\delta_{кр}$ — расчетные, предполагающие поверхность как полюсного наконечника, так и якоря гладкой. Зубчатое строение якоря вносит в расчетный воздушный зазор поправку, оцениваемую коэффициентом воздушного зазора κ_δ, который можно оценить по формуле

$$\kappa_\delta = \frac{t_1 + 5\left(1 + \frac{b_{z1}}{b_п}\right)}{b_{z1} + 5\left(1 + \frac{b_{z1}}{b_п}\right)}.$$

Так как приближенно $b_{z1} \approx b_п$, то часто довольствуются выражением

$$\kappa_\delta = \frac{t_1 + 10\delta}{b_{z1} + 10\delta},$$

которым в дальнейшем и пользуемся.

Конструктивный размер зазора под серединой полюса $\delta_{0к}$ с расчетным δ_0 связан, как известно, коэффициентом воздушного зазора $\kappa_{\delta 0}$

$$\delta_0 = \kappa_{\delta 0}\,\delta_{0к},$$

где

$$\kappa_{\delta 0} = \frac{t_1 + 10\delta_{0к}}{b_{z1} + 10\delta_{0н}},$$

и таким образом

$$\delta_0 = \frac{t_1 + 10\delta_{0к}}{b_{z1} + 10\,\delta_{0к}}\;\delta_{0к}.$$

Отсюда приходим к квадратному относительно $\delta_{0к}$ уравнению

$$\delta_{0к}^2 + \left(\frac{t_1}{10} - \delta_0\right)\delta_{0к} - \frac{\delta_0 b_{z1}}{10} = 0,$$

корни которого

$$\delta_{0к} = \frac{t_1 - 10\delta_0}{20} \pm \sqrt{\left(\frac{t_1 - 10\delta_0}{20}\right)^2 + \frac{\delta_0 b_{z1}}{10}}. \qquad (2.261)$$

Аналогично по $\delta_{кр}$ может быть найден конструктивный зазор у края полюса $\delta_{крк}$.

В машинах с компенсационной обмоткой воздушный зазор равномерный, а поверхность не только якоря, но и полюсного наконечника зубчатая. Коэффициент воздушного зазора в этом случае равен

$$\kappa_\delta = \kappa_{\delta a}\kappa_{\delta ко},$$

где $\kappa_{\delta a} = \frac{t_1 + 10\delta_к}{b_{z1} + 10\delta_к}$ — коэффициент воздушного зазора для якоря;

$\kappa_{\delta ко} = \frac{t_{ко} + 10\delta_к}{b_{zко} + 10\delta_к}$ — то же для компенсационной обмотки.

Таким образом,

$$\delta_э = \delta_к\,\frac{t_1 + 10\delta_к}{b_{z1} + 10\delta_к}\cdot\frac{t_{ко} + 10\delta_к}{b_{zко} + 10\delta_к}.$$

Здесь $\delta_э$ — зазор, определенный по формуле (2.260′);

$\delta_к$ — конструктивный зазор.

После преобразований приходим к уравнению 3-й степени относительно $\delta_к$:

$$100\delta_к^3 + (10t_1 + 10t_{ко} - 100\,\delta_э)\,\delta_к^2 + $$
$$+ (t_1\,t_{ко} - 10\delta_э\,b_{z1} - 10\delta_э\,b_{zко})\,\delta_э - b_{z1}\,b_{zко}\,\delta_э = 0. \qquad (2.262)$$

Это уравнение наиболее просто решается методом подбора (см. пример расчета двигателя пульсирующего тока в § 20.4).

Глава 13

РАСЧЕТ ПОТЕРЬ И К. П. Д. ДВИГАТЕЛЯ

§ 13.1. Коэффициент полезного действия двигателя

К. п. д. определяют по формуле

$$\eta_д = \frac{UI - \Sigma\Delta P}{UI}, \qquad (2.263)$$

где сумма потерь, Вт

$$\sum\Delta P = \Delta P_{мо} + \Delta P_{со} + \Delta P_{доб} + \Delta P_{тщ} + \Delta UI + \Delta P_{подш} + \Delta P_{вент}. \qquad (2.264)$$

Здесь $\Delta P_{мо}$ — основные потери в меди;

$\Delta P_{со}$ — основные потери в стали при холостом ходе;

$\Delta P_{доб}$ — добавочные потери при нагрузке;

$\Delta P_{тщ}$ — потери на трение щеток о коллектор;

ΔUI — потери в переходном слое под щетками;

$\Delta P_{подш}$ — потери на трение в подшипниках;

$\Delta P_{вент}$ — мощность, затрачиваемая на вентиляцию.

§ 13.2. Основные потери в двигателе

Потери *в меди*, Вт

$$\Delta P_{\text{мо}} = I^2 (r_a + \beta r_{\text{в}} + r_{\text{д}} + r_{\text{ко}}), \qquad (2.265)$$

где r_a, $r_{\text{в}}$, $r_{\text{д}}$ и $r_{\text{ко}}$ — соответственно сопротивления обмоток якоря, главных и добавочных полюсов и компенсационной, если она есть.

Следует отметить, что ранее сопротивления отдельных обмоток были определены при температуре 20° С. При определении к. п. д. двигателя потери в меди его обмоток согласно ГОСТ 2582—72 должны быть рассчитаны при температуре 115° С для обмоток с изоляцией класса В и 130° С — для обмоток с изоляцией F и H.

Под потерями *в стали* понимают потери в ярме и зубцах сердечника якоря при холостом ходе; сюда же относят потери в стали полюсных наконечников главных полюсов, обусловленные зубчатым строением якоря и полюсного наконечника.

Общеизвестны трудности, а зачастую и неточности определения этого вида потерь, что и объясняет наличие большого числа формул, предлагаемых для решения этой задачи. Не редки случаи, когда отдельные электромашиностроительные заводы используют свои формулы, отражающие опыт коллектива работников завода и приуроченные к определенному типу машин и уровню технологии их производства. Приводим расчетные формулы, созданные на базе опыта тягового электромашиностроения [15]. Исходным служит выражение, учитывающее и потери в наконечниках главных полюсов,

$$\Delta P'_{\text{со}} = (2{,}4 \div 2{,}7)(m_a p_a + m_z p_z), \qquad (2.266)$$

где m_a — масса стали ярма якоря, кг;
m_z — масса стали зубцов якоря, кг;
p_a и p_z — удельные потери в стали названных элементов, Вт/кг.

Определяют перечисленные величины следующим образом:

$$m_a = \frac{\pi}{4}\left[(D_a - 2h_z)^2 - D_i^2 - m_{\text{к}} d_{\text{к}}^2\right] l_a \kappa_{\text{с}} \cdot 7{,}8 \cdot 10^{-3}; \qquad (2.267)$$

$$m_z = \left\{\frac{\pi}{4}\left[D_a^2 - (D_a - 2h_z)^2\right] - Zb_{\text{п}} h_z\right\} l_a \kappa_{\text{с}} \cdot 7{,}8 \cdot 10^{-3}, \qquad (2.268)$$

где 7,8 — плотность стали, кг/см³;

$$p_a = p_{\text{г}} + p_{\text{вихр}} = 0{,}044 f (B_a)^2 + 5{,}6\left(\frac{f}{100}\right)^2 (B_a)^2 =$$

$$= \left[0{,}044 f + 5{,}6\left(\frac{f}{100}\right)^2\right](B_a)^2, \qquad (2.269)$$

где $p_{\text{г}}$ — удельные потери в ярме якоря на гистерезис;
$p_{\text{вихр}}$ — удельные потери в ярме якоря на вихревые токи.

Аналогично

$$p_z = \left[0{,}044 f + 5{,}6\left(\frac{f}{100}\right)^2\right](B_{z^1/_3})^2. \qquad (2.270)$$

Коэффициенты в выражениях (2.269) и (2.270) справедливы при использовании электротехнической стали марки Э11 (ГОСТ 802—54). При стали другой марки величины p_a и p_z, найденные по (2.269) и (2.270), изменяют пропорционально корню квадратному из отношения удельных потерь в стали Э11 и другой марки (по данным при 50 Гц и 1,0 Т) (см. приложение 3).

К основным потерям в стали относят обычно и потери в бандажах, расположенных на активной длине якоря (если такие есть), т. е. считают, что

$$\Delta P_{\text{со}} = \Delta P'_{\text{со}} + \Delta P_{\text{б}}. \qquad (2.271)$$

Потери в бандажах $\Delta P_{\text{б}}$ могут быть выявлены расчетом [15]. С достаточной степенью точности эта величина равна 10% потерь в стали $\Delta P'_{\text{со}}$, тогда выражение (2.271) примет вид

$$\Delta P_{\text{со}} = \Delta P'_{\text{со}} + 0{,}1\Delta P'_{\text{со}} = 1{,}1\,\Delta P'_{\text{со}}. \qquad (2.271')$$

§ 13.3. Добавочные потери при нагрузке

Предварительные замечания. Добавочные потери при нагрузке включают в себя: коммутационные потери, в меди обмотки якоря от главного пазового поля, а также увеличение потерь в стали от искажения магнитного поля машины при нагрузке.

Коммутационные потери $\Delta P_{\text{к}}$ возникают в коммутируемых секциях от пересечения их пазовыми потоками, изменяющимися за период коммутации по величине и направлению.

Потери в меди обмотки якоря с учетом коммутационных равны

$$I_a^2 r_a + \Delta P_{\text{к}} = \kappa_{\text{ф}} I_a^2 r_a, \qquad (2.272)$$

где $\kappa_{\text{ф}}$ — коэффициент Фильда, учитывающий указанное увеличение потерь.

На основании выражения (2.272)

$$\Delta P_{\text{к}} = (\kappa_{\text{ф}} - 1) I_a^2 r_a. \qquad (2.273)$$

Установление расчетных формул для определения величин $\kappa_{\text{ф}}$ [34] не входит в задачу этой книги. Здесь приведем лишь конечное их выражение

$$\kappa_{\text{ф}} = \frac{u_{\text{п}} + e}{1 + e}. \qquad (2.274)$$

Здесь e — отношение неактивной длины проводника к активной, равное

$$e = \frac{l_N - l_a}{l_a}; \qquad (2.275)$$

$$u_{\text{п}} = 1 + 0{,}425\, m^2 \xi^2 \psi. \qquad (2.276)$$

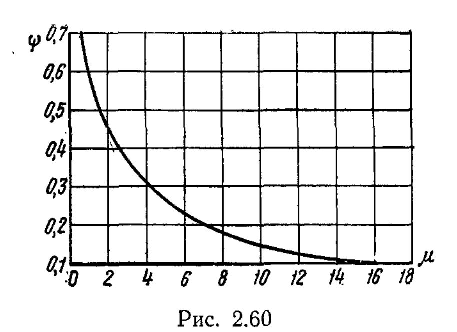


Рис. 2.60

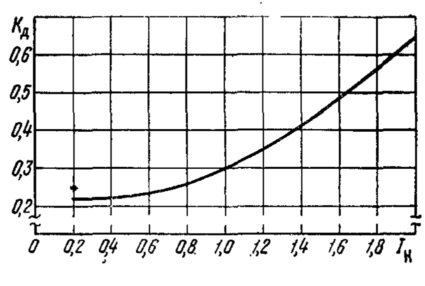


Рис. 2.61

В последнем выражении m — число слоев проводников по высоте паза; ξ — приведенная высота проводника якоря по (2.142); ψ — коэффициент, определяемый по рис. 2.60 в зависимости от величины

$$\mu = \frac{31p\left(u_к + \gamma - \frac{a}{p}\right)}{к\xi^2} \qquad (2.277)$$

или по формуле

$$\psi = 1{,}8/(2+\mu). \qquad (2.278)$$

Попутно отметим, что коммутационные потери ограничивают высоту проводника обмотки якоря. Попытка увеличения этой высоты с целью увеличения сечения проводника для уменьшения плотности тока и основных потерь в меди может привести к тому, что за счет возрастания коммутационных потерь их общая величина будет также возрастать, и нагрев обмотки увеличится.

Потери в меди якоря от главного пазового поля, Вт, весьма трудно учесть, их оценивают эмпирической формулой, составленной по результатам исследования А. А. Рабиновича [15],

$$\Delta P'_м = 1{,}5N\,\frac{h_м^2}{b_п}\,f^{1,5}\,F_z\,b_м\,l_a\cdot 10^{-6}, \qquad (2.279)$$

где F_z — магнитное напряжение зубцового слоя (на один полюс);
1,5 — коэффициент, учитывающий увеличение этих потерь при нагрузке.

Добавочные потери по (2.273) и (2.279) определяют при расчете нагревания якоря, когда выявляют потери в меди и стали раздельно. При определении к. п. д. машины пользуются более простым и менее трудоемким способом, оценивая добавочные потери (по ГОСТ 2582—72) коэффициентом $к_д$ в долях основных потерь в стали,

$$\Delta P_{доб} = к_д P'_{со}, \qquad (2.280)$$

где $к_д$ — коэффициент, оцениваемый по данным рис. 2.61 в зависимости от тока двигателя.

§ 13.4. Потери механические, на вентиляцию и в переходном слое под щетками

Потери от трения щеток о коллектор, Вт

$$\Delta P_{тщ} = 9{,}81\sum S_щ\,p_щ\,\rho v_к, \qquad (2.281)$$

где $\Sigma S_щ$ — общая площадь прилегания щеток к коллектору, см²;
$p_щ$ — давление на щетку; $p_щ = 0{,}30 \div 0{,}50$ кгс/см² — для машин, подверженных воздействию динамических нагрузок (тяговые двигатели опорно-осевого исполнения); $p_щ = 0{,}25 \div 0{,}35$ кгс/см² — для машин, установленных в кузове электровоза;
$\rho = 0{,}15 \div 0{,}17$ — коэффициент трения щеток по коллектору;
$v_к$ — окружная скорость коллектора, м/с.

Потери на трение в подшипниках, Вт, оценивают величиной 0,002 от подведенной мощности при номинальном режиме

$$\Delta P_{подш} = 0{,}002UI_н. \qquad (2.282)$$

Потери на вентиляцию, Вт, определяют по формуле

$$\Delta P_{вент} = \frac{QH}{\eta_{вент}}\,9{,}81, \qquad (2.283)$$

где Q — объемный расход воздуха, м³/с; H — напор, мм.

Определение этих величин дано в § 16.2 и 16.3.

К. п. д. вентилятора (при вентиляторе, встроенном в машину и имеющем радиальные лопатки) $\eta_{вент} = 0{,}15$; для отдельных вентиляторов $\eta_{вент} = 0{,}5$.

Для машин с самовентиляцией $\Delta P_{вент}$ входит в сумму потерь, определяющих к. п. д. двигателя. Для машин с независимой вентиляцией при определении к. п. д. двигателя эти потери не учитывают, но подсчитывают их и указывают отдельно.

Потери в переходном слое под щетками, Вт

$$\Delta U I_н, \qquad (2.284)$$

где ΔU — падение напряжения в щеточном контакте;
$\Delta U = 2$ В — при армированных щетках;
$\Delta U = 3$ В — при щетках без армирования.

Глава 14

РАСЧЕТ И ПОСТРОЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВИГАТЕЛЯ

§ 14.1. Расчет магнитной характеристики машины (характеристики холостого хода)

Первый способ. Магнитная характеристика $\Phi(F_\mu)$ служит базовой, определяющей остальные электромеханические характеристики машины.

Так как из формулы $E = \frac{p}{a} N\Phi \frac{n}{60}$ следует, что $\Phi = \frac{60a}{pN} \times \times \frac{E}{n}$, а для данной машины

$$\frac{60a}{pN} = \text{const},$$

то

$$\Phi \equiv E/n \tag{2.285}$$

и магнитную характеристику можно выражать зависимостью

$$\frac{E}{n}(F_\mu). \tag{2.286}$$

Магнитную характеристику строят следующим образом.

В § 12.3 и 12.4 выполнен расчет магнитной цепи машины, данные которого выявили н. с. F_μ, необходимую для создания в машине магнитного потока номинального режима $\Phi_н$.

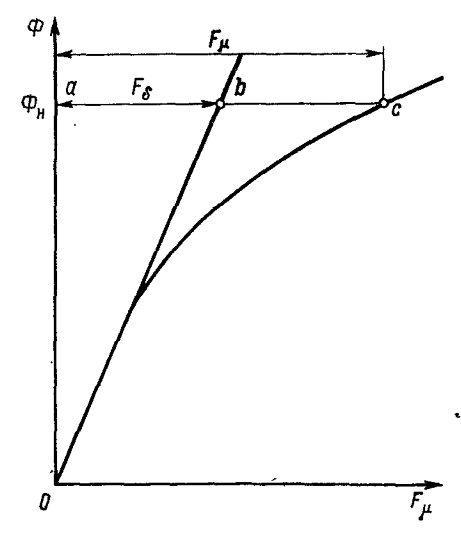


Рис. 2.62

Задаваясь другими значениями потока, например $0{,}6\ \Phi_н$, $0{,}7\,\Phi_н$ и т. д. до $1{,}1\ \Phi_н$, и повторяя указанный расчет, находят соответствующие значения F_μ и строят кривую зависимости $\Phi(F_\mu)$ (рис. 2.62).

Проведя через точку a оси ординат, соответствующую номинальному потоку $\Phi_н$, прямую, параллельную оси абсцисс, до пересечения с магнитной характеристикой в точке c, получаем отрезок ac, выражающий в масштабе оси абсцисс н. с. F_μ. Отложив на полученной прямой отрезок ab, выражающий магнитное напряжение воздушного

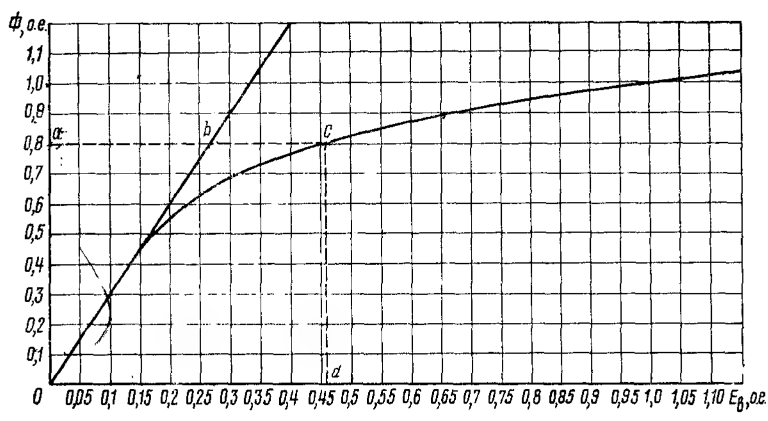


Рис. 2.63

зазора F_δ и проведя через точки O и b прямую, получим характеристику воздушного зазора машины $F_\delta(\Phi)$.

Приведенные характеристики позволяют определить коэффициент насыщения машины $\kappa_н$. Если его нужно определить для номинального магнитного потока $\Phi_н$, откладывают значение $\Phi_н$ на оси ординат и проводят прямую, параллельную оси абсцисс. Коэффициент насыщения

$$\kappa_н = \frac{F_\mu}{F_\delta} = \frac{ac}{ab}. \tag{2.287}$$

Второй способ. Этот способ базируется на использовании так называемой «универсальной магнитной характеристики».

Известно, что в электромеханике принято выражать характеристики машин в относительных или долевых единицах, оценивая текущие значения отдельных величин относительно их значений при номинальном режиме. Оперирование с характеристиками в относительных единицах позволяет проводить обобщенное исследование свойств машин и решать многие задачи электромашиностроения в общем виде.

Применительно к тяговым двигателям установлено [35], что у двигателей с одинаковым коэффициентом насыщения $\kappa_н = F_\mu/F_\delta$ при номинальном режиме их магнитные характеристики в относительных единицах практически полностью совпадают. Следовательно, форму магнитной характеристики во всем ее диапазоне определяет коэффициент насыщения при номинальном режиме.

Более того, очертание магнитной характеристики в относительных единицах едино для всех тяговых двигателей, имеющих любое значение $\kappa_н$, разница лишь в том, что точки номинального режима работы машины с данным $\kappa_н$ лежат в разных местах этой общей характеристики. Сказанное позволяет назвать такую кривую «универсальной магнитной характеристикой» (рис. 2.63).

На рис. 2.63, кроме универсальной характеристики, нанесена характеристика воздушного зазора $F_\delta(\Phi)$ также в относительных

единицах. Это прямая линия, касательная к магнитной характеристике в ее начале. Используют эту универсальную характеристику для построения магнитной характеристики проектируемого двигателя следующим образом. Расчетом магнитной цепи выявлены величины $F_{вн}$ и $F_{\delta н}$, а следовательно, и коэффициент насыщения машины при номинальном режиме $\kappa_н = F_{вн}/F_{\delta н}$.

На универсальной характеристике находят точку c, удовлетворяющую требованию

$$ac/ab = \kappa_н.$$

В данном случае (см. рис. 2.63) координаты этой точки:

$$Oa = \Phi = 0{,}8 \text{ и } Od = F_в = 0{,}46.$$

Этим величинам в относительных единицах соответствуют $\Phi_н$, Вб и $F_{вн}$, А.

Эти данные позволяют установить масштабы, дающие возможность определить координаты всех остальных точек реальной магнитной характеристики данной машины.

Масштаб для магнитных потоков

$$m_\Phi = \frac{\Phi_н\ \text{Вб}}{\Phi_н\ \text{о. е.}} = \frac{\Phi_н\ \text{Вб}}{Oa}. \qquad (2.288)$$

Масштаб для н. с.

$$m_F = \frac{F_{вн}\ \text{А}}{F_{вн}\ \text{о. е.}} = \frac{F_{вн}\ \text{А}}{Od}. \qquad (2.289)$$

Для ряда точек универсальной характеристики берут их координаты в относительных единицах, а умножая их на соответствующие масштабы, переходят к величинам действительным, сводя данные в табл. 2.9, и строят по ним искомую магнитную характеристику.

Таблица 2.9

$F_в$, о.е	$F_в = m_F F_в$ о.е., А	Φ, о.е.	$\Phi = m_\Phi \Phi$ о.е., Вб

Следует подчеркнуть, что универсальная магнитная характеристика создана на основании обработки и анализа весьма большого числа магнитных характеристик машин, полученных из скоростных характеристик, в которых действие реакции якоря уже учтено. Это сделало возможным магнитные потоки Φ относить не к н. с. F_μ, а к полной н. с. полюсов $F_в$.

Таким образом, пользование универсальной магнитной характеристикой освобождает от необходимости выполнять повторно расчет магнитной цепи по ряду значений магнитного потока, а кроме того, и от необходимости определять размагничивающее действие реакции якоря, т. е. выполнения работы сравнительно не простой и к тому же обладающей небольшой степенью точности.

§ 14.2. Расчет скоростных и нагрузочных характеристик

Предварительные замечания. Частота вращения, об/мин

$$n = \frac{E \cdot 60a}{\Phi N p}, \qquad (2.290)$$

где

$$E = U - I_a(r_a + \beta r_в + r_д + r_{ко}) - \Delta U_щ. \qquad (2.291)$$

Расчет скоростной характеристики может выполняться двояко.

Первый способ. Применительно к нужной величине напряжения U и степени возбуждения β, задаваясь рядом значений тока якоря в пределах $(0{,}4 \div 2{,}0)\ I_н$, расчет ведут следующим образом, сводя результаты в табл. 2.10.

Таблица 2.10

I_a, А	$E_в$, В	$F_в$, А	F_{aq}, А	$\kappa_{ря}$	F_ρ, А	F_μ, А	Φ, Вб	n, об/мин
1	2	3	4	5	6	7	8	9

Для данного тока I_a по (2.291) определяют E, н. с. главных полюсов $F_в = \beta I_a w_в$, полную н. с. якоря $F_{aq} = I_a N/8\ ap$. Далее по кривым рис. 2.55 находят коэффициент $\kappa_{ря}$ и определяют размагничивающую составляющую реакции якоря $F_\rho = \kappa_{ря} F_{aq}$, н. с., создающую магнитный поток, $F_\mu = F_в - F_\rho$, а по ней и характеристике $\Phi(F_\mu)$ (см. рис. 2.62) — магнитный поток Φ.

Затем по (2.290) подсчитывают частоту вращения n. Повторяя этот расчет для других токов I_a, заполняют всю табл. 2.10 и по данным граф 1, 9 строят скоростную характеристику $n(I_a)$ при данных U и β.

Также подсчитывают n для других U и β.

Второй способ. Расчет скоростных характеристик при различных степенях возбуждения β выполняют переходом от магнитного потока при холостом ходе Φ_0 (например Ob_0, см рис. 2.56) к магнитному потоку при нагрузке $\Phi_{нi}$ (например $\Phi_1 = Ob_1$ при степени возбуждения β_1) — при н. с. главных полюсов $F_в$ (например Od).

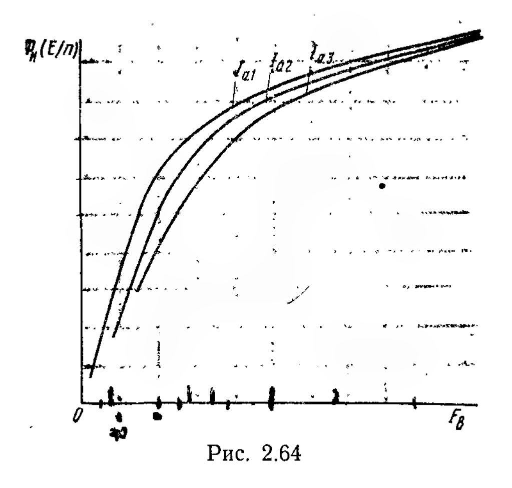


Рис. 2.64

Применительно к Φ_0 определяют коэффициент насыщения $\kappa_{н0} = F_в/F_\delta$ (в данном случае $\kappa_{н0} = \frac{b_0 a_0}{b_0 c_0}$). Коэффициент насыщения применительно к $\Phi_{нi}$ (в данном случае к $\Phi_{н1} = Ob_1$) выражается в виде $\kappa'_{н1} = \frac{b_1 a_1}{b_1 c_1}$, а при расчетах определяется по данным рис. 2.57, *б*, где на основании испытания большого числа двигателей приведена зависимость $\kappa''_{нi}\left(\frac{F_в}{F_{aq}}\right)$ при разных значениях $\kappa_{н0}$.

Магнитный поток при работе под нагрузкой с данным β определяют о формуле $\Phi_н = \Phi_0 \kappa_{н0}/\kappa''_н$. Расчет для каждого β удобно выполнять о форме табл. 2.11:

Таблица 2.11

I_a	$E_a = U_к - I_a \Sigma r$	$F_в = \beta I_a w_в$	$F_{aq} = I_a \frac{N}{8ap}$	$F_в/F_{aq}$	Φ_0	$\kappa_{н0}$	$\kappa''_н$	$\Phi_н = \Phi_0 \kappa_{н0}/\kappa''_н$	$n = \frac{60 E_a a}{\Phi_н N p}$	$v_э = \frac{D_б n}{5{,}3\mu}$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11

Расчет нагрузочных характеристик. Расчет при $I_a = \text{const}$ производят так: рассчитав несколько скоростных характеристик (для нескольких различных значений β) и имея соответствующее число таких аблиц, берут из каждой таблицы значения $\Phi_н$ и $F_в$ при соответствующих одинаковых значениях тока якоря I_a и строят искомую зависиость $\Phi_н(F_в)$ (рис. 2.64).

§ 14.3. Расчет характеристик к. п. д. и вращающего момента

Для любого значения тока I_a к. п. д. двигателя определяют по форуле (2.263).

Отдельные потери при любом режиме, стоящие под знаком суммы, аходят по их значениям при токе номинального режима:

потери в стали, Вт

$$\Delta P_с = \left(\frac{\Phi}{\Phi_н}\right)^2 \left(\frac{n}{n_н}\right)^{1,5} p_{сн}; \qquad (2.292)$$

потери на трение щеток о коллектор и в подшипниках, Вт

$$\Delta P_{мех} = \Delta P_{подш} + \Delta P_{тр.\,щ} = \left(\frac{n}{n_н}\right)(\Delta P_{подш.\,н} + \Delta P_{тр.\,щ.\,н}); \qquad (2.293)$$

вентиляционные потери, Вт

$$\Delta P_{вент} = \left(\frac{n}{n_н}\right)^3 \Delta p_{вент.\,н}, \qquad (2.294)$$

где $\Phi_н$ и $n_н$ — поток и частота вращения при номинальном режиме; Φ и n — то же при данном режиме с током I_a.

Таблица 2.12

Показатели	I_a, А				
	$0{,}25 I_{ан}$	$0{,}5 I_{ан}$	$0{,}75 I_{ан}$	$I_{ан}$	$2 I_{ан}$
n, об/мин					
Φ, Вб					
$\Delta P_м$, Вт					
$\Delta P_с$, »					
$\Delta P_{доб}$, »					
$\Delta P_{мех}$, »					
$\Delta U I_a$, »					
$\Delta P_{вент}$, »					
ΣP, »					
$U I_a$, »					
$\eta_д$					
M, кгс·м					

Основные потери в меди машины определяют по формуле (2.265). Добавочные потери $\Delta P_{доб}$ оценивают по формуле (2.280).

Момент на валу двигателя, кгс · м

$$M = 974 \frac{U I_a \eta_д}{n} 10^{-3}. \qquad (2.295)$$

Результаты расчетов сводят в табл. 2.12.

Порядок расчета характеристик следующий. Задавшись рядом значений токов от 0,25 $I_{ан}$ до 2 $I_{ан}$, по соответствующим данному β скоростным характеристикам находят частоты вращения n, а по магнитной характеристике и токам βI_a — потоки Φ. Затем определяют все составляющие потерь, их сумму $\Sigma\Delta P$, подводимую мощность и, наконец, к. п. д. и вращающий момент M.

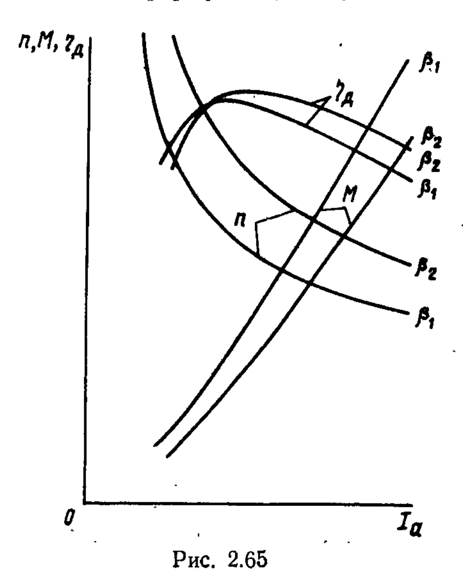


Рис. 2.65

По данным табл. 2.10, 2.11 и 2.12 строят в одной координатной системе электромеханические характеристики двигателей: $n(I_a)$, $M(I_a)$ и $\eta_д(I_a)$ для всех степеней возбуждения, предусматриваемых силовыми цепями электровоза. Эти характеристики для двух степеней возбуждения приведены на рис. 2.65.

Как выполнять перерасчет характеристик с вала двигателя на обод колеса показано в примере расчета § 20.8.

Глава 15

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ДВИГАТЕЛЯ ПО КАРТИНЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ВОЗДУШНОМ ЗАЗОРЕ МАШИНЫ

§ 15.1. О допущениях в электромагнитных расчетах

В электромагнитных расчетах, изложенных в ряде предыдущих глав, строго говоря, есть некоторые допущения и неточности.

Одна из неточностей состоит в том, что расчетная полюсная дуга b_δ, или, что то же, расчетное полюсное перекрытие α_δ, принимаются обычно величинами постоянными, в то время как при изменении режима работы они несколько изменяются. Вторая неточность касается аналитического расчета кривой распределения индукции в воздушном зазоре машины. Вызывается она тем, что длины магнитных линий в отдельных точках подполюсного пространства отождествляются с размерами воздушных зазоров в этих местах, измеряемых в радиальном направлении. Если под серединой полюса (рис. 2.66), где зазор δ_0, это соответствует действительности, то при удалении к краям полюса это перестает быть верным. Особенно это относится к краям полюса, где радиальный зазор $\delta_{кр}$, а длина магнитной линии здесь $\delta'_{кр}$ существенно больше благодаря краевому эффекту (некоторому «распушению» магнитных линий).

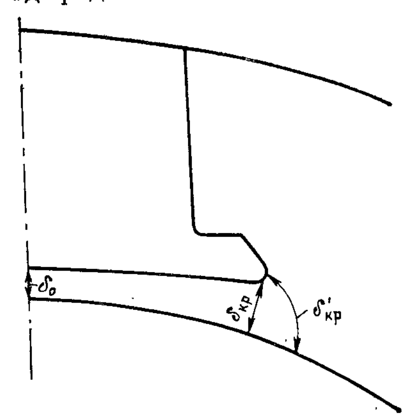


Рис. 2.66

Наконец, в построении кривой распределения индукции в воздушном зазоре машины по картине магнитного поля способом, изложенным в § 5.3, также кроется неточность, вызванная неучетом падения магнитного потенциала в зубцовом слое машины, причем разного в различных точках под полюсом.

Ниже изложен способ построения кривой распределения индукции в воздушном зазоре машины, свободный от указанных неточностей.

§ 15.2. Построение кривой распределения индукции в воздушном зазоре при холостом ходе

Способом, изложенным в § 5.2, строят картину магнитного поля в воздушном зазоре машины при наличии тока только в обмотке главных полюсов. При этом построении пренебрегают магнитным насыщением рога и, кроме того, считают пока якорь гладким (рис. 2.67).

По построенной картине поля находят воздушные зазоры в отдельных точках *1*, *2*, *3* и т. д. под полюсом. Эти зазоры находятся как длины магнитных линий между этими точками на поверхности якоря и полюсным наконечником. Определяются эти длины так. Первые шесть трубок являются единичными и поэтому средние длины их такие же, как и их ширина, поэтому измеряются эти последние, т. е. отрезки *Oa*, *ab*, *bc* и т. д.

На рис. 2.67, *б* на оси абсцисс намечают точки *1*, *2*, *3* и т. д., перенося отрезки *O1*, *O2*, *O3* и т. д. с рис. 2.67, *а*. Проведя через эти точки вертикали, откладывают на них с соблюдением масштаба отрезки *Oa*, *ab*, *bc* и т. д.

Точка *7* является серединой основания трубки *fg* уже не единичной. Длину этой трубки находят умножением основания трубки *fg* на число малых единичных трубок в этой 7-й трубке. В данном случае их две и длина 7-й трубки определяется как 2 *fg*. Эту длину и откладывают на рис. 2.67, *б* в виде отрезка *7 — 7'*. Аналогично длина 8-й магнитной трубки *8 — 8'* равна 2 *gh*, 9-й — 4 *hi* и т. д.

Через найденные таким образом точки *1'*, *2'*, *3'* и т. д. проводят кривую *1*. Ординаты точек этой кривой равны длинам магнитных линий между полюсным наконечником и окружностью гладкого якоря.

Для учета зубчатого строения поверхности якоря каждый из отрезков *1—1'*, *2—2'*, *3—3'* и т. д. умножают на коэффициент воздушного зазора

$$\kappa_{\delta i} = \frac{t_1 + 10\delta_i}{b_{z1} + 10\delta_i},$$

где δ_i — значение δ в соответствующих точках *1*, *2*, *3* и т. д.

Скорректированные таким образом величины *1—1'*, *2—2'*, *3—3'* и т. д. откладывают в виде отрезков *1—1"*, *2—2"*, *3—3"* и т. д. Плавная кривая *2*, проведенная через точки *1"*, *2"*, *3"* и т. д., дает кривую расчетного воздушного зазора, которой далее и пользуются.

§ 15.3. Построение кривой зависимости расчетной полюсной дуги от расчетной индукции

Прежде всего на рис. 2.68, *а* переносят кривую расчетного воздушного зазора с рис. 2.67, *б*, чтобы затем построить кривую распределения индукции в воздушном зазоре (рис. 2.68, *б*). На рис. 2.69 строят диаграмму «воздушный зазор — зубцовый слой машины», аналогично описанному в § 3.2 (см. рис. 1.9), только в правом координатном углу

Рис. 2.67

строят кривую зависимости магнитного напряжения зубцового слоя F_z от индукции в воздушном зазоре B_δ, что при уже установленной геометрии зубцового слоя затруднений не вызывает.

На оси абсцисс (см. рис. 2.68) отмечают точки 0, I, II, III и т. д. поверхности якоря, для которых ищут значение индукции в воздушном зазоре, и находят расчетные зазоры $\delta_{экв0}$, $\delta_{экв I}$, $\delta_{экв II}$ и т. д. Для этих зазоров, задавшись произвольным значением индукции $B_{\delta i}$, подсчитывают магнитные напряжения

$$F_{\delta i} = \frac{1}{\mu_0}\,\delta_i\, B_{\delta i}$$

и в левом координатном углу (см. рис. 2.69) наносят систему прямых $F_\delta\,(B_\delta)$ для точек 0, I, II и т. д.

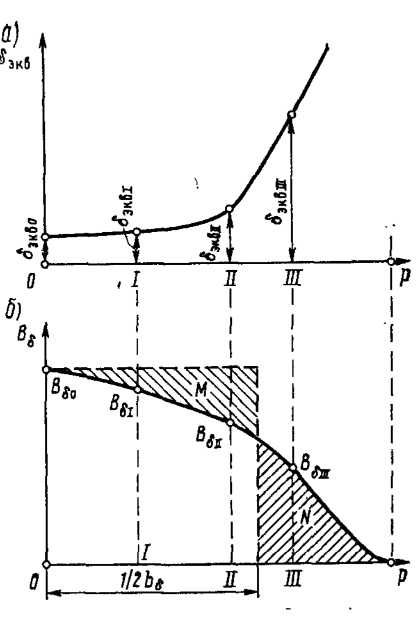


Рис. 2.68

Задавшись какой-либо индукцией B_{δ_0} под серединой полюсного наконечника (в точке 0) и проведя прямую, параллельную оси абсцисс, находят отрезок mn, выражающий в масштабе оси абсцисс величину $F_{\delta+z}$. Принято, что поверхности полюсного наконечника и якоря эквипотенциальные, поэтому величина $F_{\delta+z}$ остается неизменной для всех точек подполюсного пространства.

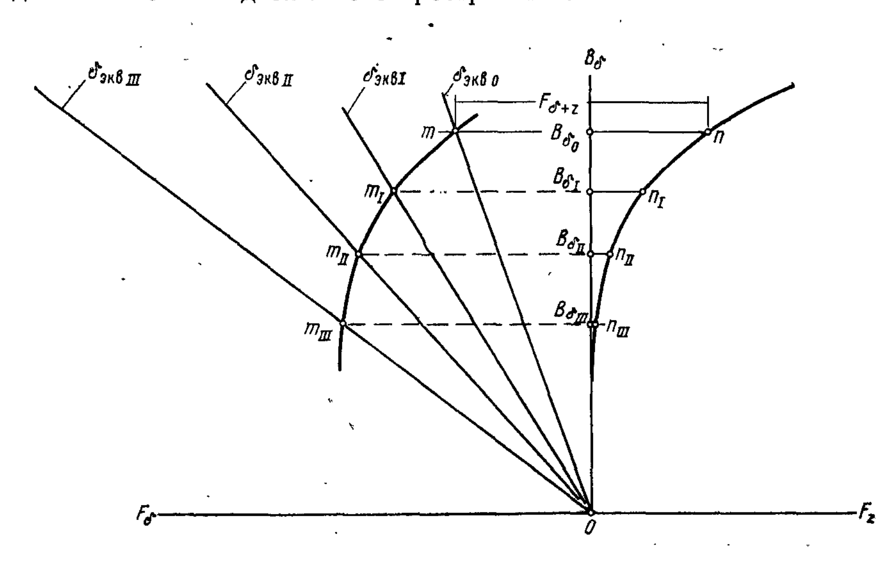


Рис. 2.69

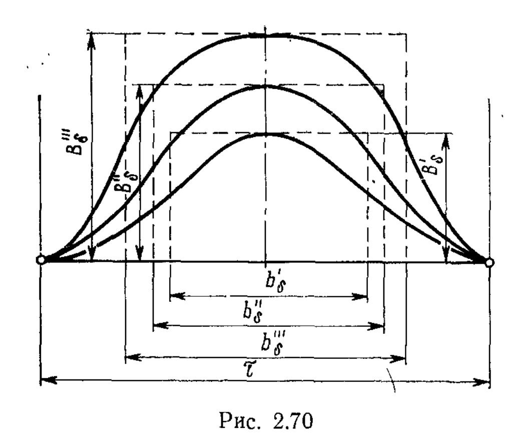


Рис. 2.70

Перемещая прямую mn параллельно оси абсцисс так, чтобы точка n скользила по кривой $F_z(B_\delta)$, вычерчивают кривую mm_{III} как след движения точки m. Пересечения этой кривой с прямыми зависимостями $F_\delta\,(B_\delta)$ определяют значения индукций $B_{\delta I}$, $B_{\delta II}$, $B_{\delta III}$ и т. д. в точках I, II, III и т. д., которые наносят на график (см. рис. 2.68, *б*). Плавная кривая, проведенная через отмеченные точки, и будет кривой распределения индукции на половине полюсного деления $\frac{1}{2}\tau = 0p$ при холостом ходе машины. Аналогичный прием расчета используют многие авторы [36].

Далее обычным способом замены действительного распределения индукции под полюсом распределением по закону прямоугольника (уравниванием площадей M и N) находят половинное значение расчетной полюсной дуги $\frac{1}{2}b_\delta$, полную дугу b_δ, а следовательно, и расчетное полюсное перекрытие $\alpha_\delta = b_\delta/\tau$. Задавшись несколькими значениями расчетной индукции в воздушном зазоре B_δ, находят ряд кривых распределения индукции в воздушном зазоре (рис. 2.70), а по ним расчетные полюсные дуги b_δ, магнитные потоки $\Phi = B_\delta b_\delta l_a$ и $\Phi/\Phi_н$ ($\Phi_н$ — магнитный поток при номинальном режиме). Полученные данные позволяют построить кривую зависимости $b_\delta\,(\Phi/\Phi_н)$, которая (рис. 2.71) в другом масштабе дает также зависимость $\alpha_\delta\,(\Phi/\Phi_н)$.

Увеличение b_δ с ростом B_δ объясняется тем, что с увеличением магнитного потока Φ, мерилом которого на рис. 2.70 является площадь, ограниченная кривой распределения индукции под полюсом и осью абсцисс, магнитное сопротивление зубцового слоя под серединой полюса из-за бóльших индукций в зубцах возрастает в большей мере, чем под краями полюсного наконечника, где индукции в зубцах меньше.

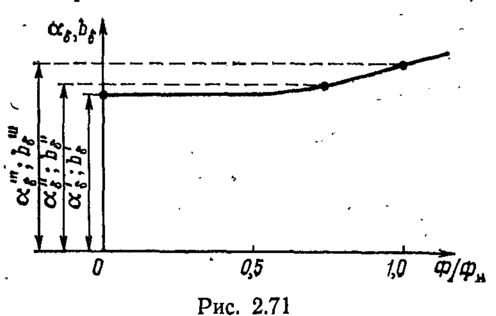


Рис. 2.71

Кривая распределения индукции становится более плоской под серединой полюса, раздаваясь в стороны к краям полюсного наконечника.

Площадь, упомянутая выше, при увеличении магнитного потока $\Phi = B_\delta b_\delta l_a$ при данном l_a растет не в такой мере от увеличения индукции под серединой полюса B_δ, как от увеличения расчетной полюсной дуги b_δ.

Зависимость $b_\delta\,(\Phi/\Phi_н)$, приведенная на рис. 2.71, будет использована далее при построении характеристик.

§ 15.4. Расчет и построение характеристик машины

Особенностью излагаемого метода является то, что магнитную характеристику строят после того, как построены нагрузочные характеристики машины для всего возможного диапазона рабочих токов машины.

Построение нагрузочной характеристики выполняют так. Задаваясь рядом значений расчетных индукций B_δ в воздушном зазоре машины, обычным способом определяют магнитные напряжения F_δ и F_z и их суммарное значение $F_{\delta+z}$. Для этих же значений индукции B_δ находят магнитный поток

$$\Phi = B_\delta \alpha_\delta \tau\, l_a,$$

где величину α_δ берут по кривой рис. 2.71.

По полученным таким образом данным на рис. 2.72 строят кривую зависимости $\Phi\,(F_{\delta+z})$. В этой же координатной системе строят магнитную характеристику машины вида $\Phi\,(F_\mu)$, где $F_\mu = F_\delta + F_z + F_a + F_m + F_j$.

Первые два слагаемых правой части этого выражения уже определены, а остальные легко находятся по задаваемым значениям магнитного потока Φ и известным геометрическим размерам сердечников якоря, полюса и ярма машины (см. § 12.3).

Действие реакции якоря учитываем вторым методом, изложенным в § 12.5.

Порядок дальнейшей работы таков. На характеристике $\Phi\,(F_{\delta+z})$ (см. рис. 2.72) задаются какой-либо точкой A' и током якоря I_a, для которого надо построить нагрузочную характеристику. По линейной нагрузке A, соответствующей току I_a, находят н. с. якоря у краев расчетной полюсной дуги $\frac{1}{2}\,b_\delta\,A$ и откладывают ее в масштабе оси абсцисс вправо и влево от точки A' в виде отрезков $A'B'$ и $A'C'$. Проведя через точки B' и C' вертикали до пересечения с характеристикой $\Phi\,(F_{\delta+z})$ в точках M и N, соединяют эти точки прямой MN и находят на ней точку S как пересечение ее с перпендикуляром $A'S$, опущенным из

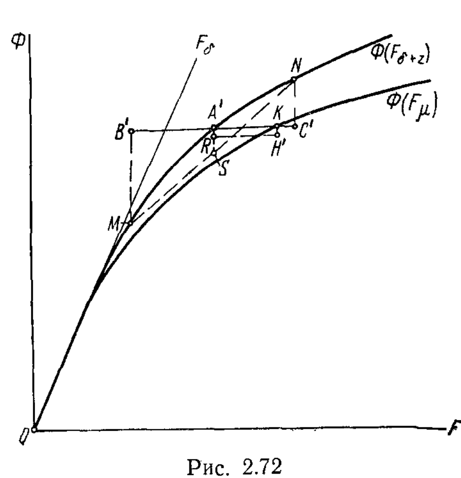


Рис. 2.72

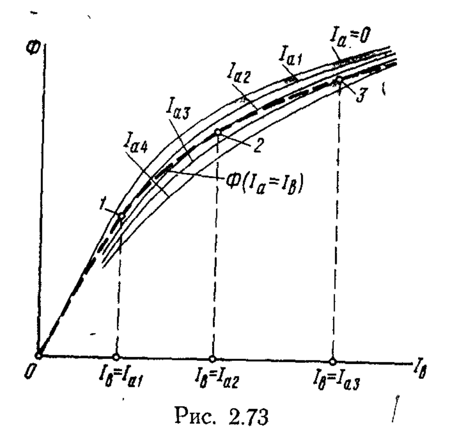


Рис. 2.73

точки A' на ось абсцисс. От точки A' откладывают отрезок $A'R = \frac{1}{3} A'S$ и через точку R проводят горизонталь. Перпендикуляр, опущенный на нее из точки K пересечения отрезка $A'C'$ с характеристикой $\Phi\,(F_\mu)$, определяет точку H', принадлежащую искомой нагрузочной характеристике.

Задаваясь на характеристике $\Phi\,(F_{\delta+z})$ рядом точек и выполняя построение, как это было сделано применительно к точке A', получают ряд других точек, аналогичных точке H', соединив которые плавной кривой, получают искомую нагрузочную характеристику $\Phi\,(I_в)$ при данном токе якоря, например при I_{a1}. Эта характеристика построена на рис. 2.73.

Повторяя изложенное для других токов якоря I_{a2}, I_{a3} и т. д., строят семейство нагрузочных характеристик для всех нужных токов I_a, которые также наносят на рис. 2.73. При токе якоря $I_a = 0$ нагрузочная характеристика становится характеристикой холостого хода.

Отметив на оси абсцисс токи возбуждения $I_{в1}$, $I_{в2}$, $I_{в3}$ и т. д. и восстановив из них перпендикуляры до пересечения с нагрузочными характеристиками, построенными для токов $I_{a1} = I_{в1}$, $I_{a2} = I_{в2}$, $I_{a3} = I_{в3}$ и т. д., находят точки *1*, *2*, *3* и т. д. Проводя через эти точки плавную кривую, строят рабочую магнитную характеристику машины $\Phi\,(I_в)$.

Используя эту характеристику, находят скоростную характеристику двигателя $n\,(I_a)$, для чего, определив по кривой $\Phi\,(I_в)$ магнитный поток Φ для того или иного тока I_a, определяют частоту вращения

$$n = \frac{60E_a}{pN\Phi}.$$

Если так определенная частота вращения $n_н$ для номинального тока $I_{aн}$ существенно отличается от той, по которой велся весь электромагнитный расчет машины, необходимо, идя в обратном порядке от найденного значения частоты вращения $n_н$, внести нужную поправку в н. с. главных полюсов.

Следует отметить, что по данным рис. 2.73 можно находить магнитный поток Φ для любого соотношения токов якоря I_a и возбуждения $I_в$, а это значит, что можно построить скоростные характеристики при работе двигателя с любой степенью возбуждения $\beta = I_в/I_a$.

Изложенный метод построения магнитной характеристики $\Phi\,(I_в)$ не претендует на окончательную точность. В нем есть также упрощения, в частности, не учитывается падение магнитного потенциала в боковых выступах полюсного наконечника, однако он, бесспорно, точнее обычно практикуемых способов расчета. Интересующиеся дальнейшим уточнением расчета могут найти это в литературе [37, 38].

§ 15.5. Построение кривой распределения индукции в воздушном зазоре машины при нагрузке

Пусть необходимо построить кривую распределения межламельных напряжений на коллекторе при работе двигателя с током I_{a1} и степенью возбуждения β_1, в частности, с минимальным значением β_{min}, при котором имеет место максимальное значение e_{max}. Для этого предварительно строят кривую распределения индукции в воздушном зазоре машины. По заданным значениям I_{a1} и β_1, а следовательно, и известному току возбуждения $I_{в1} = \beta_1 I_{a1}$ по нагрузочным характеристикам (см. рис. 2.73) находят магнитный поток Φ.

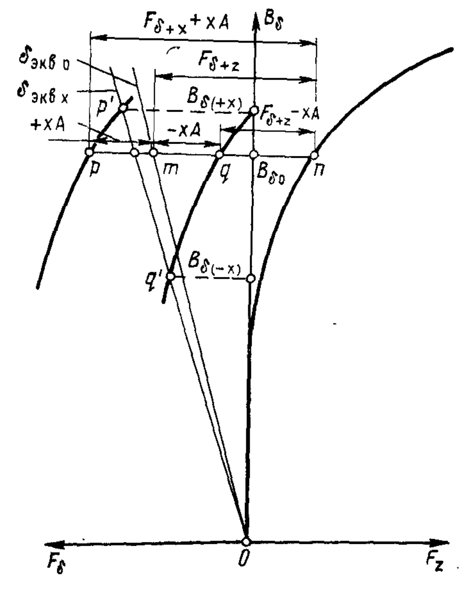


Рис. 2.74

Из выражения $\Phi = B_\delta l_a \alpha_\delta \tau$ и зависимости $\alpha_\delta\,(\Phi/\Phi_н)$ (см. рис. 2.71) определяют расчетную индукцию B_δ. Так как при этом B_δ и α_δ неизвестны, одну из величин приходится принимать, убеждаясь, что зависимость $\alpha_\delta\,(\Phi/\Phi_н)$ определяет нужную величину другой, т. е. такую, что намечаемые значения α_δ и B_δ удовлетворяют выражению для Φ. Если это сразу не получается, то повторно легко откорректировать.

Найденную индукцию откладывают по оси ординат (рис. 2.74), где как и ранее (см. рис. 2.69), в правом координатном углу построена зависимость $B_\delta\,(F_z)$, а в левом — $B_\delta\,(F_\delta)$ в виде прямой Om, соответствующей эквивалентному воздушному зазору под серединой полюса $\delta_{э0}$, поэтому индукция и обозначена $B_{\delta 0}$. Прямая mn, проведенная через точку $B_{\delta 0}$ параллельно оси абсцисс, определяет магнитное напряжение $F_{\delta+z}$.

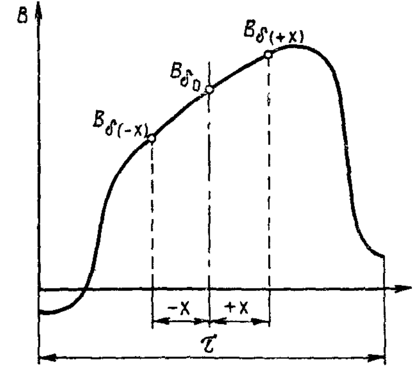


Рис. 2.75

Чтобы найти индукцию в зазоре, в точке, удаленной на расстоянии $\pm x$ от осевой линии полюса, от точки m влево и вправо откладывают н. с. якоря $+xA$ и $-xA$ и в левом квадранте проводят прямую $B_\delta(F_\delta)$, определенную по эквивалентно-

му воздушному зазору $\delta_{\text{эквх}}$ в анализируемой точке. Перемещая отрезок qn, равный $F_{\delta+z} - xA$, параллельно самому себе так, чтобы точка n скользила по характеристике $B_\delta(F_z)$ до пересечения с прямой $B_\delta(F_\delta)$ в точке q', находят индукцию $B_{\delta(-x)}$ в искомой точке, расположенной в области размагничивающего действия реакции якоря, и наносят точку с координатами $-x$, $B_{\delta(-x)}$ на рис. 2.75.

Аналогично перемещением отрезка pn (см. рис. 2.74) определяют точку p', а следовательно, индукцию $B_{\delta(+x)}$ в точке $+x$, расположенной в области подмагничивающего действия реакции якоря. Точку с координатами $+x$, $B_{\delta(+x)}$ также наносят на рис. 2.75. Давая величине x разные значения, на этом рисунке строят всю кривую распределения индукции под полюсом при данном токе I_{a1} и степени возбуждения β_1.

Аналогичным способом могут быть построены кривые распределения индукции в воздушном зазоре машины при любом режиме работы двигателя как с полным возбуждением ($\beta = 1$), так и с любой степенью его ослабления ($\beta < 1$).

По кривой распределения индукции легко построить кривую межламельных напряжений, находя для любого значения x индукции B_x и используя выражение

$$e_x = B_x \cdot 2l_a w_c v_a. \tag{2.296}$$

В частности, выполняя этот расчет для режима работы с β_{min} и n_{max}, можно выявить значение и место максимального межламельного напряжения e_{max}.

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

РАСЧЕТ ВЕНТИЛЯЦИИ И НАГРЕВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 16

РАСЧЕТ ВЕНТИЛЯЦИИ

§ 16.1. Предварительные замечания

Нагревание электрических машин является основным фактором, определяющим их номинальные мощности и токи. Температура, которой достигает машина, зависит не только от количества тепла, которое в ней ежесекундно выделяется, но и от условий отвода его из машины. Поэтому расчету нагревания предшествует расчет ее вентиляции.

Расчет вентиляции электрических машин и, в частности, тяговых, широко освещен в литературе [2, 15, 27, 40, 41], поэтому ниже приведены лишь расчетные формулы с краткими пояснениями.

При вентиляционном расчете решают две задачи: устанавливают объемный расход воздуха Q, м³/мин, продуваемого через машину, необходимый для отвода возникающего в ней тепла, и выявляют напор H, мм, который обеспечивает продувание этого количества воздуха.

§ 16.2. Определение объемного расхода охлаждающего воздуха

Расход воздуха, продуваемого через машину при продолжительном режиме ее работы, должен быть таким, чтобы из машины отводились возникающие в ней потери и она работала бы с установившимся превышением температуры, соответствующим нормам (ГОСТ 2582—72).

Эта мысль выражается формулой

$$\Sigma\Delta P_\infty = C_{\text{в}}\gamma_{\text{в}}\Delta\theta_{\text{в}}Q, \tag{3.1}$$

где $\Sigma\Delta P_\infty$ — потери в машине при продолжительном режиме, Вт;
$C_{\text{в}} = 1,1$ — плотность воздуха при давлении 760 мм рт. ст. и температуре 50° С, кг/м³;
$\gamma_{\text{в}} = 1000$ — удельная теплоемкость воздуха, Вт · с/(кг·°С);
$\Delta\theta_{\text{в}}$ — подогрев воздуха при прохождении через машину, °С,

откуда нужный расход воздуха, м³/мин

$$Q = \frac{\Sigma\Delta P_\infty}{1100\Delta\theta_{\text{в}}}. \tag{3.2}$$

Здесь $\Delta\theta_в = 22 \div 25°$ C — для электровозных двигателей с независимой вентиляцией;

$\Delta\theta_в = 30 \div 35°$ C — для моторвагонных двигателей с самовентиляцией.

Расход охлаждающего воздуха можно оценивать также на основании установленных опытом проектирования *коэффициентов вентилированности двигателей* $\kappa_{вент}$, м³/(мин · кВт), выражающих расход воздуха, приходящегося на 1 кВт мощности потерь продолжительного режима работы, т. е.

$$\kappa_{вент} = Q/\Sigma\Delta P_\infty. \qquad (3.3)$$

Таким образом, величина Q, м³/мин

$$Q = \kappa_{вент}\Sigma\Delta P_\infty, \qquad (3.3')$$

где $\kappa_{вент} = 2{,}1 \div 2{,}7$ — для двигателей с независимой вентиляцией;

$\kappa_{вент} = 1{,}3 \div 1{,}6$ — для двигателей с самовентиляцией.

Для двигателей с самовентиляцией расход охлаждающего воздуха зависит от размеров вентилятора, которые ограничены общими размерами двигателя. Поэтому, строго говоря, в этих машинах его определяют совместно с установлением размеров вентилятора, сопоставляя характеристики вентилятора с характеристикой машины как воздухопровода. Расчеты эти освещены в литературе [2, 15].

§ 16.3. Расчет аэродинамического сопротивления машины и нужного напора вентилятора

Для создания в машине потока воздуха Q нужно иметь перепад давления между входом воздуха в машину и выходом из нее. Этот напор, мм, связан с расходом воздуха зависимостью

$$H = ZQ^2, \qquad (3.4)$$

где Z — аэродинамическое сопротивление машины как некоторого воздухопровода.

С другой стороны, в соответствии с законами аэродинамики полный напор в машине H равен сумме напоров на входе и отдельных участках машины как воздухопровода Σh_i и напора на выходе $h_д$:

$$H = \Sigma h_i + h_д. \qquad (3.5)$$

Напор на выходе, мм (динамический), согласно теории гидродинамики,

$$h_д = \frac{\gamma}{g} \cdot \frac{v_д^2}{2}, \qquad (3.6)$$

где $\gamma = 1{,}2$ кг/м³ — плотность воздуха; $g = 9{,}81$ м/с²;

$v_д$ — скорость воздуха на выходе, м/с,

или

$$h_д = \zeta_д v_д^2, \qquad (3.7)$$

где

$$\zeta_д = \frac{\gamma}{2g} = 0{,}061 \qquad (3.8)$$

называется *коэффициентом динамического напора.*

Потери давления на каждом из остальных участков воздухопровода аналогично (3.7)

$$h_i = \zeta_i v_i^2, \qquad (3.9)$$

где ζ_i — коэффициент аэродинамического сопротивления i-го участка; v_i — скорость воздуха в рассматриваемом участке, м/с;

$$v_i = Q/S_i. \qquad (3.10)$$

Здесь S_i — площадь поперечного сечения данного участка.

Таким образом, выражение (3.5) принимает вид

$$H = \Sigma\zeta_i v_i^2 + \zeta_д v_д^2. \qquad (3.11)$$

С учетом (3.4) и (3.11) можем записать выражение для сопротивлений воздухопровода

$$Z = \frac{H}{Q^2} = \Sigma\zeta_i \frac{v_i^2}{Q^2} + \zeta_д \frac{v_д^2}{Q^2},$$

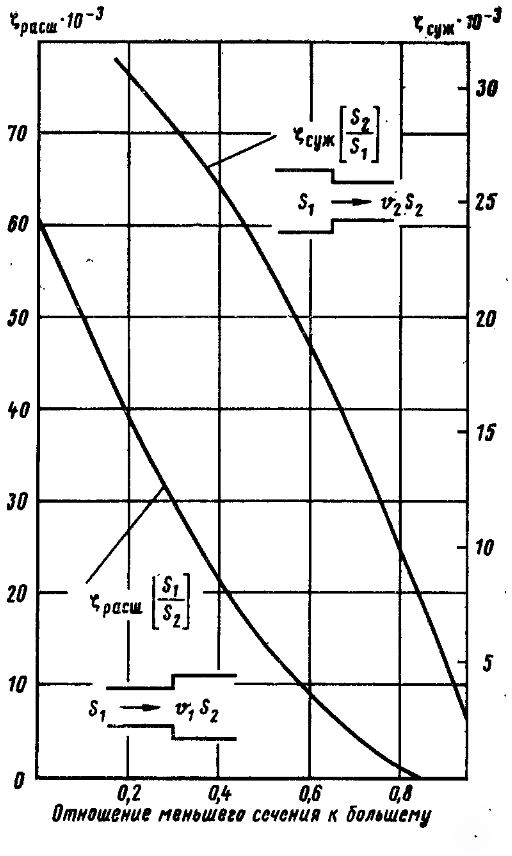


Рис. 3.1

а заменяя v_i и $v_д$ по (3.10), получим

$$Z = \Sigma \frac{\zeta_i}{S_i^2} + \frac{\zeta_д}{S_д^2} = \Sigma Z_i + Z_д, \qquad (3.12)$$

где Z_i и $Z_д$ — аэродинамические сопротивления отдельных участков воздухопровода.

Эти сопротивления возникают при входе в воздухопровод, от трения о стенки канала, при внезапных поворотах и расширении или изменении сечения канала. Определяются они по формуле (3.12), т. е. по сечению S_i и коэффициенту ζ_i, который берут по данным табл. 3.1 (для участков входа и поворота струи воздуха), по рис. 3.1 [при расширении ($\zeta_{расш}$) и сужении ($\zeta_{суж}$) канала], а учитывающий трение в шероховатых каналах диаметром d и длиной l по формуле $\zeta_{тр} = 6{,}25\frac{l}{d}\,10^{-3}$. В случае каналов произвольного сечения за диаметр d принимают диаметр вписанной окружности.

Таблица 3.1

Характеристика участка воздухопровода	Эскиз	$\zeta\cdot 10^{-3}$
Вход в отверстие с выступающими краями		(42—62)
Вход в отверстие с прямоугольными краями		31
Вход в отверстия с закругленными краями		12
Поворот струи под углом: $\beta = 90°$ $\beta = 135°$	β	 70 32

Электрическая машина представляет собой разветвленный воздухопровод (рис. 3.2, *а*). На рис. 3.2, *б*, *в* и *г* даны схемы его замещения.

Аэродинамическое сопротивление для струи воздуха в межкатушечном пространстве и воздушном зазоре

$$Z_к = Z_2 + Z_3; \tag{3.13}$$

для струи во внутренней полости якоря

$$Z_я = \sum_{4}^{11} Z_i. \tag{3.14}$$

Сопротивление разветвленной части воздухопровода, состоящей из $Z_к$ и $Z_я$, равно

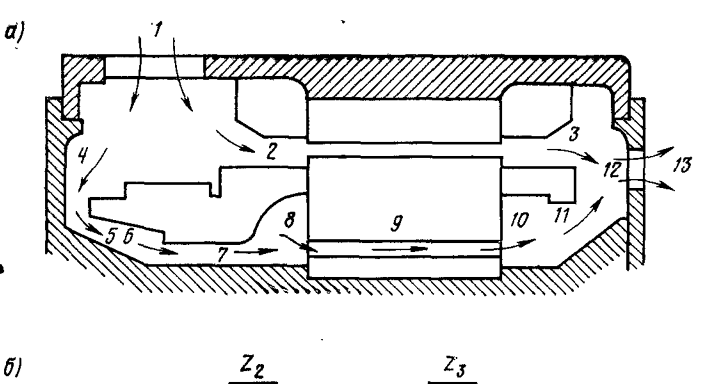
$$Z_{разв} = \frac{Z_к Z_я}{(\sqrt{Z_к} + \sqrt{Z_я})^2}. \tag{3.15}$$

Сопротивление входа струи

$$Z_{вх} = Z_1. \tag{3.16}$$

Сопротивление выхода струи

$$Z_{вых} = Z_{12} + Z_{13} = Z_{12} + Z_д. \tag{3.17}$$



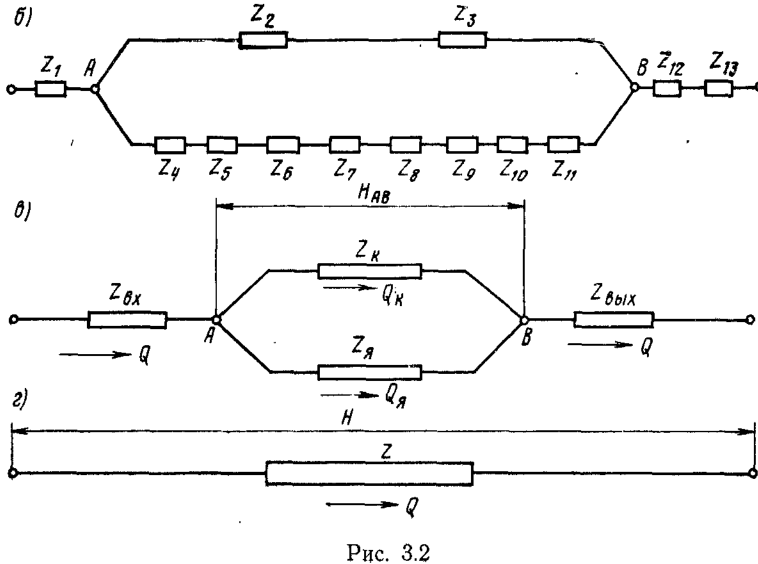


Рис. 3.2

Полное аэродинамическое сопротивление

$$Z = Z_{вх} + Z_{разв} + Z_{вых}. \tag{3.18}$$

Подставляя найденное значение Z в (3.4), определяют нужный напор вентилятора.

§ 16.4. Приближенный расчет встроенного вентилятора

Наметка размеров вентилятора. В тяговых двигателях с самовентиляцией, используемых обычно в моторвагонной тяге, применяют центробежные вентиляторы с открытыми радиальными лопатками. Размеры вентиляторов, встроенных в машину, определяются конструкцией последней. Так, внешний диаметр лопаток D_2 (рис. 3.3) должен быть немного меньше диаметра расточки горловины остова

$D_{го}$, а внутренний диаметр D_1 не может быть сделан меньше диаметра якоря D_a. Обычно

$$D_2/D_1 = 1,2 \div 1,45. \quad (3.19)$$

Ширина лопаток вентилятора

$$b_л = (0,9 \div 1,1)D_2. \quad (3.20)$$

Число лопаток вентилятора

$$N_л = 12 \div 24, \quad (3.21)$$

а шаг их

$$t_л = (1,25 \div 1,50)b_л. \quad (3.22)$$

Эти предварительные размеры далее уточняют построением характеристики вентилятора, выявляя расход воздуха, прогоняемого им через машину.

Построение характеристики вентилятора. Характеристикой вентилятора называется зависимость между напором H и расходом воздуха Q, т. е. H (Q). Приближенный расчет выполняют следующим образом [15, 21]. В теории вентиляторов доказывается, что статический напор H_0, мм, при $Q = 0$ (вентилятор заглушен)

$$H_0 = \eta_0 \frac{\gamma_в}{g} (u_2^2 - u_1^2), \quad (3.23)$$

где $\eta_0 = 0,6$ — аэродинамический к. п. д. вентилятора;
$\gamma_в = 1,23$ — плотность воздуха при давлении 760 мм вод. ст. и температуре 50° С, кг/м³;

$$u_1 = \frac{\pi D_1 n}{60}$$

и

$u_2 = \frac{\pi D_2 n}{60}$ — окружные скорости на внутреннем и внешнем диаметрах лопаток, м/с.

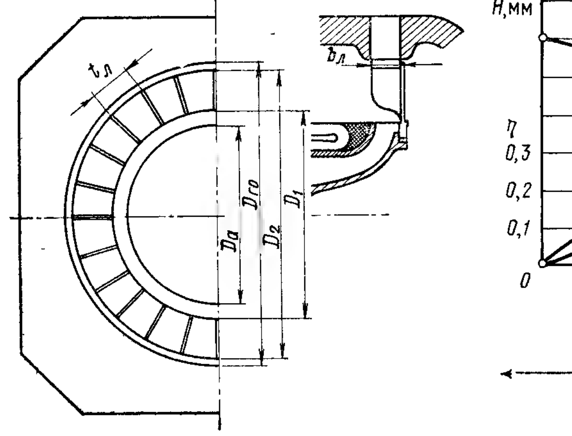


Рис. 3.3

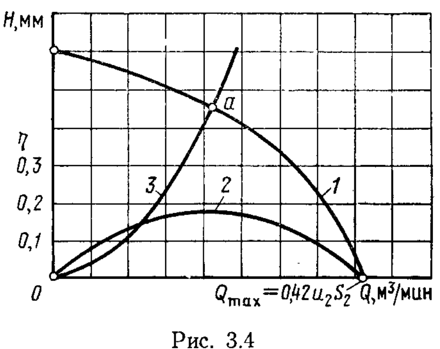


Рис. 3.4

Величины H_0 и $Q = 0$ определяют точку на оси ординат (рис. 3.4) — первую точку искомой характеристики. Вторая точка (на оси абсцисс) определяется вторым пограничным режимом работы вентилятора — работой его на выхлоп воздуха в атмосферу, что соответствует значениям $Q = Q_{max}$ и $H = 0$.

Величина

$$Q_{max} = 0,42 u_2 S_2, \quad (3.24)$$

где

$$S_2 = 0,9\pi D_2 b'_л \kappa'. \quad (3.25)$$

Здесь $b'_л = 0,85\, b_л$ — расчетная ширина лопаток, м;
0,9 — коэффициент, учитывающий уменьшение сечения венца за счет толщины лопаток;
κ' — коэффициент использования выхлопных отверстий; $\kappa' = 0,85$ — при камере вентилятора прямоугольной формы (рис. 3.5, *а*); $\kappa' = 0,5$ — при выхлопе воздуха через несколько отверстий, расположенных по окружности (рис. 3.5, *б*).

Промежуточные точки характеристики H (Q) с достаточной точностью находят по формуле

$$H = H_0 \left(1 - \frac{Q^2}{Q_{max}^2}\right) \quad (3.26)$$

и строят искомую характеристику (кривая *1* на рис. 3.4). На этом же рисунке наносят характеристику энергетического коэффициента полезного действия вентилятора в зависимости от расхода воздуха Q, выражаемого в долях от Q_{max} (кривая *2*) по данным:

Q/Q_{max}	0	0,25	0,50	0,75	1
К. п. д	0	13	17,5	13	0

(3.27)

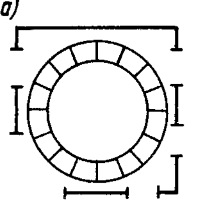
Как видим, максимум к. п. д. имеет место при расходе воздуха Q, близком к половине его максимального значения Q_{max}.

Определение расхода воздуха Q и напора H, обеспечиваемых вентилятором. Выполняют это, совмещая на рис. 3.4 аэродинамическую характеристику $H = ZQ^2$ (кривая *3*) с характеристикой вентилятора *1*. Точка пересечения этих кривых *а* выявляет искомые значения Q и H.

Для обеспечения максимума к. п. д. должно быть выполнено условие

$$Q \approx 0,5 Q_{max}. \quad (3.28)$$

Если этого не получилось, расчет повторяют, изменяя нужным образом ширину лопаток $b_л$.



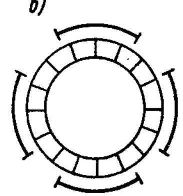


Рис. 3.5

В заключение отметим, что если обозначить через $H_н$, $Q_н$ и $P_{вн}$ напор, расход воздуха и мощность на вентиляцию при частоте вращения $n_н$, то при другой частоте вращения n_i эти величины будут соответственно:

$$H_i = H_н \left(\frac{n_i}{n_н} \right)^2; \quad Q_i = Q_н \frac{n_i}{n_н};$$

$$P_{вi} = P_{вн} \left(\frac{n_i}{n_н} \right)^3.$$

Более подробно о расчете вентиляции самовентилирующихся тяговых двигателей см. в [15, 21, 40, 41].

Глава 17

РАСЧЕТ НАГРЕВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 17.1. Методы расчета

Номинальными режимами тяговых двигателей являются часовой и продолжительный, поэтому, строго говоря, при проектировании двигателя тепловой расчет должен быть выполнен для обоих этих режимов.

Расчет нагревания двигателя для часового режима сложнее, чем для продолжительного, так как он является неустановившимся в тепловом отношении, что заставляет считаться не только с теплоотдачей отдельных элементов машины, но и с их теплоемкостями.

Отсылая интересующихся расчетом нагревания машин при часовом режиме к [2, 27], остановимся на способах выявления превышения температуры двигателя при работе в продолжительном режиме. Довольствоваться выполнением этого более простого и надежного теплового расчета позволяет то, что продолжительная и часовая мощности двигателей находятся в достаточно определенном соотношении, оцениваемом коэффициентом вентиляции (2.40), что позволяет, выявив превышение температуры при продолжительном режиме работы, составить представление и о порядке этой величины при часовом режиме.

При тепловых расчетах машин широко используют метод тепловых схем замещения, введенный в практику А. Е. Алексеевым [2], хорошо отображающий физическую картину процессов, протекающих между отдельными теплореагирующими элементами.

Расчет нагревания электрических машин вследствие сложности тепловых и воздушных потоков в них выполняют при ряде допущений. Вводя их, исходят из того, чтобы точность расчета для практических целей была достаточной, не требуя в то же время непомерно большой расчетной работы. Источники погрешностей в тепловых расчетах кроются в недостаточной точности учета влияния вентиляции на процесс рассеяния тепла с поверхностей элементов машины и недостаточной надежности коэффициентов теплопроводности сложных технических изоляций.

Ниже изложен способ расчета нагревания тяговых двигателей, хорошо зарекомендовавший себя в работе заводов тягового электромашиностроения, предложенный А. Б. Иоффе [15].

§ 17.2. Установление величин, используемых в расчетах нагревания тяговых двигателей

Скорость вентилирующего воздуха. При подробном расчете вентиляции эту скорость устанавливают по расходу воздуха Q и сечению каналов $S_к$, по которым он продувается.

А. Б. Иоффе [15], исходя из обычной геометрии поперечных сечений тяговых двигателей, использует следующие формулы:

для определения скорости воздуха, м/с, относительно поверхностей катушек главных и добавочных полюсов

$$v_к = \frac{8Q \cdot 10^{-2}}{D_a^2 - D_i^2}; \tag{3.29}$$

относительно охлаждаемых поверхностей якоря

$$v_э = \sqrt{v_a^2 + 1{,}5 \left(\frac{8Q \cdot 10^{-2}}{D_a^2 - D_i^2} \right)^2}, \tag{3.30}$$

где D_a и D_i — внешний и внутренний диаметры якоря, м;
v_a — окружная скорость якоря, м/с.

Коэффициент теплоотдачи. Для внешних поверхностей катушек и якоря коэффициент теплоотдачи α следует брать по кривой рис. 3.6 в зависимости от скорости воздуха ($v_к$ для катушек и $v_э$ для якоря).

Коэффициент теплоотдачи с поверхности аксиальных каналов якоря можно оценивать величиной

$$\alpha_к = \frac{1}{2} \alpha. \tag{3.31}$$

Теплопроводность изоляции. Удельная теплопроводность изоляции, Вт/(°С · см²)

$$\lambda_{из} = \Delta / b_{из}, \tag{3.32}$$

где Δ — коэффициент теплопроводности материала изоляции, Вт/(°С · см);
$b_{из}$ — эффективная толщина изоляции, см.

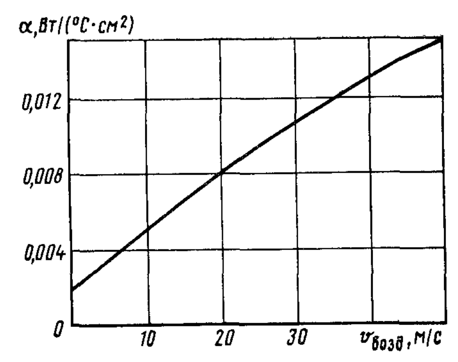


Рис. 3.6

Коэффициент теплопроводности для технических изоляций: для обычной микалентной и стекломикалентной изоляции

$$\Delta = 0{,}0013 \div 0{,}0015 \ \text{Вт/(° С} \cdot \text{см)}; \qquad (3.33)$$

для изоляций «Монолит-2» и ВЭС-2 $\Delta = 0{,}002 \div 0{,}00225$ Вт/(°С·см).

Эффективная толщина изоляции катушек $b_{из}$, см

$$b_{из} = b_{внеш} + b_{внутр}, \qquad (3.34)$$

где $b_{внеш}$ — толщина внешней изоляции катушки, см;
$b_{внутр}$ — эквивалентная толщина изоляции проводников, входящих в катушку (в определенном направлении), см.

При проводниках прямоугольного сечения

$$b_{внутр} = \frac{m}{4} b'_{из}, \qquad (3.34')$$

где $b'_{из}$ — двусторонняя толщина изоляции проводника, см;
m — число рядом лежащих в данном направлении проводников.

§ 17.3. Определение превышения температуры обмотки зубчатого якоря

Обозначим:
$t_н$ — ожидаемая температура нагрева меди обмотки, ° С;
$\theta_{м\,a}$ — превышение температуры меди обмотки над температурой окружающего воздуха, ° С;
$\theta'_{м\,a}$ — превышение температуры меди обмотки над средним превышением температуры вентилирующего воздуха, ° С;
$\theta'_с$ — превышение температуры поверхности якоря над средним превышеним температуры вентилирующего воздуха, ° С;
$\theta_{возд}$ — среднее превышение температуры вентилирующего воздуха, ° С;
$\Sigma\Delta P_{мa}$ — потери в меди обмотки при ожидаемой температуре, Вт;
$\lambda_{из}$ — удельная теплопроводность изоляции (по 3.32), Вт/(°С·см²);
α — коэффициент теплоотдачи (см. рис. 3.6), Вт/(°С·см²);
Z — число пазов якоря;
t_1 — зубцовое деление по поверхности якоря, см;
$d_к$ — диаметр вентиляционного канала, см;
$m_к$ — число вентиляционных каналов в сердечнике якоря;
$l_п + l_в$ — сумма вылетов косых частей лобовых соединений обмотки, с которых идет рассеяние тепла, равная $0{,}5\tau$ (τ — полюсное деление), см;
p' и p'' — расчетный периметр паза якоря, см.

Последнюю из перечисленных величин устанавливают следующим образом: $p' = 2b_п + 2h_z$ — при бандажном креплении обмотки; $p'' = 1{,}33b_п + 2h_z$ — при креплении обмотки клиньями. Здесь $b_п$ и h_z — ширина и глубина паза, см.

Уменьшение во втором случае коэффициента при $b_п$ с 2 до 1,33 учитывает уменьшение теплопроводности паза при клиновом креплении.

Греющие медь якоря потери

$$\Sigma\Delta P_{мa} = I^2_{a\infty} r_a t_r + \Delta P_к t_r + \Delta P'_м, \qquad (3.35)$$

Рис. 3.7

где r_a — сопротивление обмотки якоря при $t = 20°$ С; $\Delta P_к$ — коммутационные потери по (2.273), Вт; $\Delta P'_м$ — потери в меди обмотки якоря от главного пазового поля по (2.279), Вт; t_r — коэффициент увеличения сопротивления меди при ожидаемой температуре $t_н$ по отношению к сопротивлению при 20° С:

$$t_r = 1 + \alpha_t (t_н - 20°) = 1 + 0{,}004 (t_н - 20°), \qquad (3.36)$$

где $\alpha_t = 0{,}004$ — температурный коэффициент сопротивления меди.

Коэффициент t_r может быть представлен и в несколько ином виде. Принимая температуру окружающего воздуха +25° С, температуру меди свяжем с превышением температуры над окружающим воздухом выражением $t_н = \theta_м + 25°$, после чего выражению (3.36) придают вид

$$t_r = 1 + \alpha_t [\theta_м + (25° - 20°)] = 1 + 0{,}004 (\theta_м + 5°). \qquad (3.36')$$

Используя приведенные обозначения применительно к упрощенной тепловой схеме замещения (рис. 3.7), пишем, что возникающие в обмотке якоря потери $\Sigma\Delta P_{м\,a}$ отводятся частично непосредственно в окружающее пространство ее лобовыми частями

$$\Delta P_{лоб} = \alpha\pi D_a \cdot 0{,}5\tau\theta'_с,$$

а частично передаются стали сердечника

$$\Sigma\Delta P_{мa} - \Delta P_{лоб} = Z l_a (\theta'_{мa} - \theta'_с) \lambda_{из} p',$$

т. е., что

$$\Sigma\Delta P_{мa} = \alpha\pi D_a \cdot 0{,}5\tau\theta'_с + Z l_a (\theta'_{мa} - \theta'_с) \lambda_{из} p'. \qquad (3.37)$$

Собственные потери в стали $\Delta P_с$ и часть перешедших в нее потерь из меди $\Sigma\Delta P_{м\,a} - \Delta P_{лоб}$ отводятся через внешнюю поверхность стального пакета якоря

$$\Delta P_{пов\,a} = \pi D_a l_a \alpha\theta'_с$$

и внутренние вентиляционные каналы

$$\Delta P_{кан\,a} = m_к \pi d_к l_a \frac{\alpha}{2} \theta'_с,$$

что выражается уравнением

$$\Delta P_с + (\Sigma\Delta P_{мa} - \alpha\pi D_a \cdot 0{,}5\tau\theta'_с) = \Delta P_{пов\,a} + \Delta P_{кан\,a} =$$
$$= \pi D_a l_a \alpha\theta'_с + m_к \pi d_к l_a \frac{\alpha}{2} \theta'_с. \qquad (3.38)$$

Решение уравнений (3.37) и (3.38) относительно $\theta'_{ма}$ приводит к установлению превышения температуры меди обмотки якоря над средним превышением температуры вентилирующего воздуха, °С

$$\theta'_{ма}=\frac{\Sigma\Delta P_{ма}\left[1+\frac{\alpha}{\lambda_{из}\,p'}\left(t_1+\frac{m_к\,\pi d_к}{2Z}\right)\right]+\Delta P_c\left(1-\frac{\alpha}{\lambda_{из}\,p'}\,t_1\,\frac{0,5\tau}{l_a}\right)}{\alpha\left[\pi D_a\,(l_a+0,5\tau)+\frac{m_к\,\pi d_к}{2}\,l_a\right]}\,\kappa', \quad (3.39)$$

где $\kappa'=1$ — при закрытых головках задних лобовых соединений; $\kappa'=0,9\div0,92$ — при открытых головках.

Заменяя сомножитель $\Sigma\Delta P_{ма}$ по (3.35), получим

$$\theta'_{ма}=\frac{(I^2_{a\infty}\,r_a\,t_r+\Delta P_к\,t_r+\Delta P'_{ма})\left[1+\frac{\alpha}{\lambda_{из}\,p'}\left(t_1+\frac{m_к\,\pi d_к}{2Z}\right)\right]+\Delta P_c\left(1-\frac{\alpha}{\lambda_{из}\,p'}\,t_1\,\frac{0,5\tau}{l_a}\right)}{\alpha\left[\pi D_a\,(l_a+0,5\tau)+\frac{m_к\,\pi d_к}{2}\,l_a\right]}\,\kappa'. \quad (3.40)$$

Превышение температуры меди обмотки якоря над температурой окружающего воздуха, °С

$$\theta_{ма}=\theta'_{ма}+\theta_{возд}, \quad (3.41)$$

где $\theta_{возд}$ — среднее превышение температуры вентилирующего воздуха, определяемое по данным рис. 3.8 в зависимости от расхода воздуха, м³/мин, приходящегося на 1 кВт общих потерь в машине $\frac{Q}{\Sigma\,\Delta P_\infty}$.

Трудность определения превышения температуры $\theta_{ма}$ в том, что слагаемое $\theta'_{ма}$ (3.40), входящее в величину $\theta_{ма}$, зависит от потерь в меди, которые сами зависят от температуры меди [сомножитель t_r в выражении (3.40)].

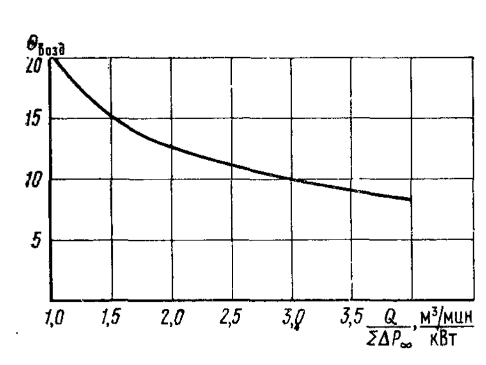


Рис. 3.8

Решение приходится выполнять методом подбора, сопоставляя выражения (3.36) и (3.40). Задавшись ожидаемым значением $\theta_{ма}$ по (3.36), находят t_r, затем, подставив его в (3.40), смотрят, получается ли тождество. Если $\theta_{ма}$ отличается от принятого, как ожидаемого значения, расчет повторяют, добиваясь правильного решения.

§ 17.4. Определение превышения температуры катушек полюсов

Предварительные замечания. Предопределение превышения температуры катушек полюсов тяговых двигателей — задача более сложная, чем расчет нагревания обмотки якоря, а решение ее менее точное. Обусловлено это тем, что, с одной стороны, теплопроводность технических изоляций катушек не является величиной достаточно строго определенной из-за пустот в ней, не заполненных лаком или компаундом, а также из-за отставания покровных слоев катушек, а с другой, потому, что рассеяние тепла с поверхности оценивается из-за сложности физического процесса относительно упрощенно. Коэффициенты теплопроводности и теплоотдачи будут приведены ниже, здесь же лишь отметим, что отвод тепла от отдельных поверхностей катушек различен. Стороны катушек *1*, *3* и *4*, изображенных на рис. 3.9, *а*, *б*, *в*, соприкасающиеся с тем или иным металлическим элементом машины, находятся в одних условиях, а поверхности *2*, соприкасающиеся с воздухом, — в других.

Опыт учит, что отвод тепла с этих последних приблизительно в 5 раз меньше, чем с первых. Это особенно относится к конструкциям катушек (см. рис. 3.9, *б* и *в*), у которых эта сторона особенно мало монолитна из-за выступания межвитковой изоляции (см. § 12.6).

В расчетах значения теплопроводности принимают одинаковыми для всех сторон катушки, а то, что у сторон *2* она меньше, заменяют соответствующим уменьшением теплопроводящей площади этих сторон. Практически это осуществляют тем, что действительный периметр катушки

$$p=a_1+a_2+a_3+a_4 \quad (3.42)$$

заменяют расчетным периметром

$$p'=a_1+0,2a_2+a_3+a_4. \quad (3.43)$$

Расчет нагревания катушек главных полюсов. Обозначим:

$\Delta P_{мв}$ — потери в меди катушки при ожидаемом превышении температуры, Вт;

$\theta'_м$ — превышение температуры меди катушки над средней температурой охлаждающего воздуха, °С;

$\theta_м$ — превышение температуры меди обмотки катушки над окружающим воздухом, °С;

θ'_c — превышение температуры поверхности катушки или, что практически то же, внутренних поверхностей машины над средней температурой охлаждающего воздуха, °С;

α — коэффициент теплоотдачи с поверхности катушек, Вт/(°С·см²) (см. рис. 3.6);

Δ — коэффициент теплопроводности изоляции, Вт/(°С · см) [см. формулу (3.33)].

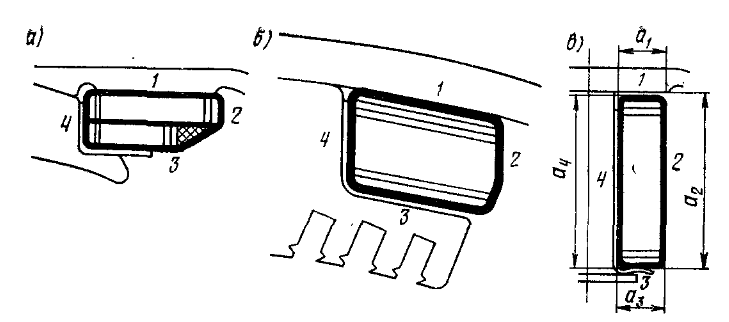


Рис. 3.9

Величину $\lambda_{из}$ определяют по (3.32), где $b_{из}$ находят по (3.34),

$$\lambda_{из} = \Delta / b_{из}. \qquad (3.44)$$

Потери в меди катушек при ожидаемой температуре

$$\Delta P_{мв} = I_{\infty}^2 r_{в\,20°} t_r,$$

где $r_{в\,20°}$ — сопротивление катушки при 20° С, определяемое по (2.258);
t_r — коэффициент, позволяющий оценить значение сопротивления катушки при ожидаемой температуре [см. (3.36)].

Выражая мысль, что при установившемся тепловом режиме все потери $\Delta P_{мв}$ отводятся из катушки при перепаде температуры в толщине изоляции ($\theta'_м - \theta'_с$), пишем

$$\Delta P_{мв} = (\theta'_м - \theta'_с)\, p' \lambda_{из} l_{ср}, \qquad (3.45)$$

где p' — по (3.43); $\lambda_{из}$ — по (3.32).

С другой стороны, эти потери отводятся внешней поверхностью катушки в воздух, т. е.

$$\Delta P_{мв} = \alpha p l_{ср} \theta'_с, \qquad (3.46)$$

где p — по (3.42).

Решая уравнения (3.45) и (3.46) относительно $\theta'_м$, имеем

$$\theta'_м = \frac{\Delta P_{мв}\left(\frac{p'}{p} + \frac{\alpha}{\lambda_{из}}\right)}{\alpha p' l_{ср}}. \qquad (3.47)$$

Превышение температуры меди катушки над температурой окружающего воздуха определяем по формуле (3.41).

В заключение отметим, что у катушек, часть витков которых выполняют без корпусной изоляции с боков катушки, нагревание менее определенного по формуле (3.47). Исчерпывающих данных по снижению этого нагревания пока нет, но можно указать на опыт с двигателем НБ-504А, который показал, что нагрев в этом случае составил около 0,6 от значения, определенного по (3.47).

Расчет нагревания катушек добавочных полюсов. Расчет выполняют аналогично предыдущему, учитывая, что действительный периметр сечения катушки, см

$$P_д = 2(b_д + h_д), \qquad (3.48)$$

а приведенный, см

$$P'_д = 2b_д + 1{,}2h_д. \qquad (3.49)$$

Подрезов у этих катушек не делают. Превышение температуры меди обмотки над средним превышением температуры охлаждающего воздуха, ° С [аналогично (3.47)]

$$\theta'_д = \frac{\Delta P_{мд}\left(\frac{p'}{p} + \frac{\alpha}{\lambda_{из}}\right)}{\alpha p' l_{ср}}, \qquad (3.50)$$

а над температурой окружающего воздуха по (3.41)

$$\theta_д = \theta'_д + \theta_{возд}.$$

Если боковые поверхности катушек имеют не полную корпусную изоляцию, а лишь один слой ее, то нагрев катушек снижается, составляя около 0,8 значения, определенного по формуле (3.50).

В начале данного параграфа были указаны причины того, что расчет нагревания катушек машины не отличается точностью. В заводской практике может быть использован более точный способ определения превышения температуры катушек проектируемого двигателя пересчетом по прототипам машин методом относительных единиц. Изложение его выходит за рамки данного учебного пособия. Интересующиеся могут ознакомиться с ним по [56].

§ 17.5. Определение превышения температуры компенсационной обмотки

Расчет выполняют методом, предложенным В. В. Дубовым [42], используя, как и выше, тепловые схемы замещения, оперируя с двумя очагами возникновения тепла: потерями в меди обмотки и в стали полюсного наконечника. Схема замещения приведена на рис. 3.10.

Величины, необходимые для расчета, определяют следующим образом:

потери в меди обмотки при ожидаемой температуре, Вт

$$\Delta P_{мко} = I_{\infty}^2 r_{ко} t_r, \qquad (3.51)$$

где $r_{ко}$ — сопротивление обмотки при 20° С, Ом;
t_r — коэффициент увеличения сопротивления при ожидаемой температуре [см. (3.36)];

потери в стали полюсного наконечника, Вт

$$\Delta P_{ско} = \kappa_0 \left(\frac{Zn_{\infty}}{10\,000}\right)^{1,5} [10\,(\kappa_\delta - 1) B_\delta t_1]^2 \, \frac{2pZ_{ко}\, b_{zко}\, l_m}{10\,000}, \qquad (3.52)$$

где Z и $Z_{ко}$ — число зубцов якоря и компенсационной обмотки;
l_m — длина сердечника полюса, см;
$b_{z\,ко}$ — ширина зубца компенсационной обмотки, см;
t_1 — зубцовое деление якоря, см;
B_δ — индукция в воздушном зазоре, Т;
$\kappa_\delta = \kappa_{\delta a}\kappa_{\delta ко}$ — коэффициент воздушного зазора (Картера) при зубчатом строении якоря и полюсного наконечника;
κ_0 — коэффициент, зависящий от толщины листов полюсного наконечника, принимаемый по рис. 3.11.

Тепловые сопротивления:

изоляции лобовых соединений

$$R_{лоб\,1} = \frac{1}{\lambda_{лоб} S_{лоб}}; \tag{3.53}$$

рассеянию тепла с лобовых соединений

$$R_{лоб\,2} = \frac{1}{\alpha S_{лоб}}; \tag{3.54}$$

пазовой изоляции

$$R_{паз} = \frac{1}{\lambda_{паз} S_{паз}}; \tag{3.55}$$

рассеянию тепла со стали полюсного наконечника

$$R_{ст} = \frac{1}{\alpha S_{ст}}. \tag{3.56}$$

Здесь теплопроводящие и теплоотдающие поверхности определяются так:

поверхность лобовых частей обмотки, см²

$$S_{лоб} = 2 l_{лко} Z_{ко} P (h_{zко} + b_{пко}), \tag{3.57}$$

где $h_{zко}$ и $b_{пко}$ — высота и ширина пазов полюсного наконечника, см;

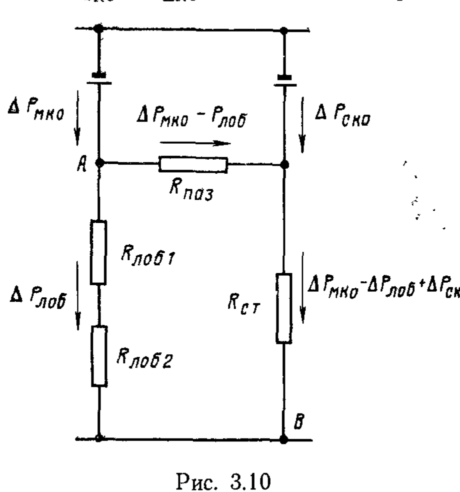


Рис. 3.10

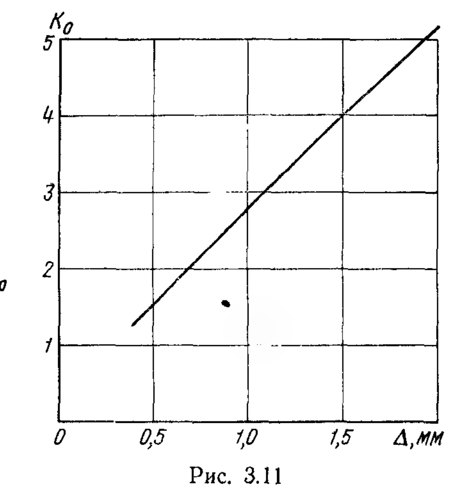


Рис. 3.11

теплоотдающая поверхность полюсного наконечника, см²

$$S_{ст} = 2p (Z_{ко} b_{zко} + 2h_{zко}) l_m; \tag{3.58}$$

поверхность пазов, передающая тепло от меди обмотки полюсному наконечнику, см²

$$S_{паз} = 2p\, Z_{ко} (2h_{zко} + b_{пко}) l_m. \tag{3.59}$$

Удельная теплопроводность пазовой изоляции, Вт/(° С · см²)

$$\lambda_{паз} = \Delta / b_{из.\,паз}, \tag{3.60}$$

где $b_{из.\,паз} = \frac{b_{пко} - b_{меди}}{2}$,

а коэффициент теплопроводности Δ = 0,0013 Вт/(° С·см) при обычных микалентной и стекломикалентной изоляциях и Δ=0,00225 Вт/(°С·см) при изоляции типа «Монолит-2» и ВЭС-2. Аналогично находят и удельную теплопроводность изоляции лобовых соединений, Вт/(°С·см²)

$$\lambda_{лоб} = \frac{\Delta}{b_{из.\,лоб}}, \tag{3.61}$$

где $b_{из.лоб}$ — односторонняя толщина изоляции лобовых частей, см.

Применительно к тепловой схеме (см. рис. 3.10), выражая мысль, что падение теплового потенциала между точками A и B одинаково как по цепи с сопротивлениями $R_{лоб1}$ и $R_{лоб2}$, так и по цепи с сопротивлениями $R_{паз}$ и $R_{ст}$, составляем уравнение

$$\Delta P_{лоб} (R_{лоб\,1} + R_{лоб\,2}) = (\Delta P_{мко} - \Delta P_{лоб}) R_{паз} + (\Delta P_{мко} - P_{лоб} + \Delta P_{ско}) R_{ст},$$

решая которое, определяем тепловой поток $\Delta P_{лоб}$:

$$\Delta P_{лоб} = \frac{\Delta P_{мко} R_{паз} + (\Delta P_{мко} + P_{ск}) R_{ст}}{R_{лоб\,1} + R_{лоб\,2} + R_{пз} + R_{ст}}. \tag{3.62}$$

Искомое превышение температуры меди компенсационной обмотки над вентилирующим воздухом $\theta'_м$ определяют как падение теплового потенциала между точками A и B, между которыми находятся сопротивления $R_{лоб\,1}$ и $R_{лоб\,2}$, т. е.

$$\theta'_{мко} = \Delta P_{лоб} (R_{лоб\,1} + R_{лоб\,2}). \tag{3.63}$$

Подставив $\Delta P_{лоб}$ из (3.62) в (3.63) и заменив значения $R_{лоб\,1}$, $R_{лоб\,2}$, $R_{паз}$ и $R_{ст}$ по (3.53) — (3.56) через α, λ и S, а потери в меди обмотки по (3.51), после преобразований получим $\theta'_{мко}$, ° С:

$$\theta'_{мко} = \frac{I_\infty^2 r_{ко} t_r \left(1 + \frac{\alpha S_{ст}}{\lambda_{паз} S_{паз}}\right) + \Delta P_{ско}}{\frac{\alpha \lambda_{лоб}}{\alpha + \lambda_{лоб}} S_{лоб} \left(1 + \frac{\alpha S_{ст}}{S_{паз} \lambda_{паз}}\right) + \alpha S_{ст}}. \tag{3.64}$$

Превышение температуры меди компенсационной обмотки над температурой окружающего воздуха, ° С, получают из (3.41):

$$\theta_{мко} = \theta'_{мко} + \theta_{возд}.$$

Величину t_r определяют по (3.36).

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПУЛЬСИРУЮЩЕГО ТОКА

Глава 18

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПУЛЬСИРУЮЩЕГО ТОКА

§ 18.1. Общие сведения

При питании тягового двигателя выпрямленным двухполупериодным напряжением однофазного тока его подключают к выпрямительной установке через сглаживающий реактор. При этом переменная составляющая выпрямленного напряжения почти полностью уравновешивается падением напряжения на индуктивных сопротивлениях обмоток реактора и двигателя. Пульсирует лишь ток, поэтому такой двигатель получил название *двигателя пульсирующего тока.*

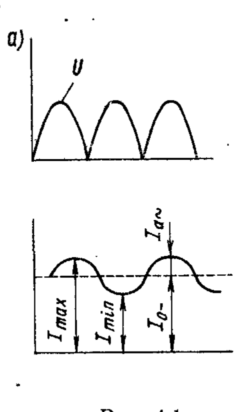
Практика изготовления отечественных и зарубежных тяговых двигателей пульсирующего тока показывает, что можно обеспечить их надежную работу при коэффициенте пульсации тока якоря в номинальном режиме 25—30%. При указанной пульсации тока влияние высших гармонических весьма снижено и в кривой выпрямленного тока содержится в основном первая гармоническая удвоенной частоты, поэтому кривую выпрямленного тока с достаточной точностью можно рассматривать как результат наложения на постоянную составляющую I_{0-} переменного синусоидального тока с амплитудой $I_{a\sim}$ и частотой 100 Гц.

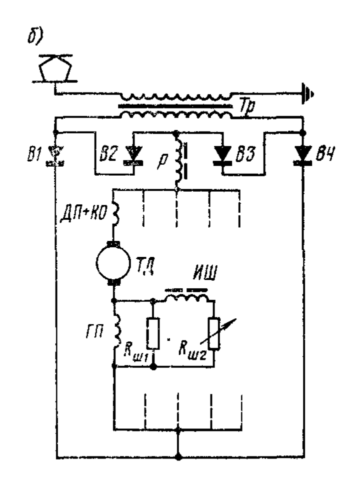
Степень волнистости тока оценивают *коэффициентом пульсации тока якоря*

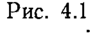
$$\kappa_i = \frac{I_{a\sim}}{I_{0-}} = \frac{I_{\max}-I_{\min}}{I_{\max}+I_{\min}}.$$

Здесь $I_{a\sim} = U_{1m}/\omega L$ (где U_{1m} — амплитуда первой гармонической выпрямленного напряжения; L — индуктивность в цепи нагрузки выпрямителя). На рис. 4.1, *а* показаны идеализированные кривые выпрямленного напряжения и тока.

Пульсации потока главных полюсов могут вызвать появление в коммутируемых секциях обмотки якоря трансформаторной э. д. с. чрезмерного значения, а также дополнительные потери и нагревание остова, якоря, сердечников полюсов, фланцев. Поэтому обмотку возбуждения тягового двигателя шунтируют постоянным активным сопротивлением, отфильтровывающим бóльшую часть переменной составляющей тока. При этом степень возбуждения по постоянным составляющим токов, которую будем называть номинальной, обычно равна $\beta_н = I_{в-}/I_{a-} =$






Рис. 4.1

$= 0{,}90 \div 0{,}98$. Вследствие этого ток возбуждения пульсирует значительно меньше тока якоря, что в сочетании с демпфирующим действием вихревых токов в массивном остове и полюсной системе и насыщением последней приводит к резкому снижению пульсации магнитного потока главных полюсов. По [44] при $\beta_н = 0{,}9$ в случае массивного остова коэффициент пульсации основного потока $\kappa_ф < 0{,}1$.

Оптимальные пульсации потока главных полюсов и необходимые параметры цепи шунтирования устанавливают из условия обеспечения благоприятной коммутации. Выпрямление тока осуществляется по мостовой схеме рис. 4.1, *б*, где *Тр* — понижающий трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации; *В1—В4* — управляемые или неуправляемые вентили; *Р* — сглаживающий реактор; *ГП* — обмотка главного полюса; *ДП + КО* — обмотки добавочного полюса и компенсационная; $R_{ш1}$ — постоянное активное шунтирующее сопротивление; $R_{ш2}$ — активное сопротивление в цепи регулируемого шунтирования; *ИШ* — индуктивный шунт.

Шунтирование обмотки возбуждения активным сопротивлением существенно снижает индуктивность тягового двигателя, поэтому основная часть индуктивности цепи выпрямленного тока сосредоточена в сглаживающем реакторе. Начальная индуктивность (в ненасыщенном состоянии) ориентировочно должна составлять 0,8—1,0 начальной индуктивности незашунтированной обмотки главных полюсов. На практике сглаживающие реакторы выполняют со стальным сердечником, насыщающимся в такой степени, чтобы их индуктивность при номинальной нагрузке составляла ≈ 0,55 ÷ 0,65 начального (ненасыщенного) значения (рис. 4.2), обеспечивая в номинальном режиме пульсацию тока 25—30%.

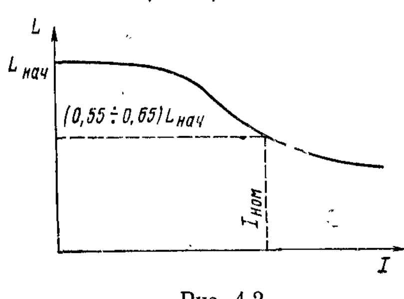


Рис. 4.2

При снижении нагрузки с уменьшением насыщения индуктивность цепи выпрямленного тока увеличивается и соответственно уменьшается переменная составляющая тока $I_{a\sim}$. Однако в значительно большей степени пропорционально нагрузке уменьшается постоянная составляющая тока I_{0-}.

В результате коэффициент пульсации тока $\kappa_i = I_{a\sim}/I_{0-}$ повышается, достигая значений $\kappa_i = 0{,}4 \div 0{,}5$ при токах, меньших 0,3 номинального.

§ 18.2. Физическая картина явлений в коммутационной зоне

Переменная составляющая тока $I_{a\sim}$ создает в двигателе переменные составляющие магнитных полей, под влиянием которых в коммутируемых секциях возникают следующие переменные дополнительные э. д. с. частоты тока $I_{a\sim}$ (т. е. 100 Гц), которых нет при работе на постоянном токе:

реактивная

$$E_{r\sim} \equiv I_{a\sim} v_a;$$

коммутирующая

$$E_{\text{к}\sim} \equiv B_{\text{к}\sim} v_a;$$

трансформаторная

$$E_t \equiv \Phi_{\text{в}\sim}.$$

В этих выражениях:

$I_{a\sim}$ — амплитуда переменной составляющей тока якоря;

$B_{\text{к}\sim}$ — амплитуда переменной составляющей индукции коммутирующего поля;

v_a — окружная скорость якоря;

$\Phi_{\text{в}\sim}$ — амплитуда переменной составляющей магнитного потока главных полюсов.

Чтобы не было ухудшения коммутации по сравнению с коммутацией на постоянном токе, необходимо, чтобы эти добавочные переменные э. д. с. были взаимно скомпенсированы.

Первая из названных э. д. с. — $E_{r\sim}$ — является следствием переменной составляющей выпрямленного тока $I_{a\sim}$ и связана с постоянной составляющей реактивной э. д. с. E_{r-} соотношением

$$E_{r\sim} = \frac{I_{a\sim}}{I_{0-}} E_{r-} = \kappa_i E_{r-}.$$

Вторая э. д. с. — $E_{\text{к}\sim}$ — является следствием пульсации коммутирующего магнитного потока в зоне коммутации $\Phi_\text{к}$ и, будучи по своей природе э. д. с. вращения, определяется переменной составляющей индукции $B_{\text{к}\sim}$ от этого потока и совпадает с ней по фазе. Остановимся подробнее на величине и ориентации переменной составляющей коммутирующего (результирующего) магнитного потока в зоне коммута-

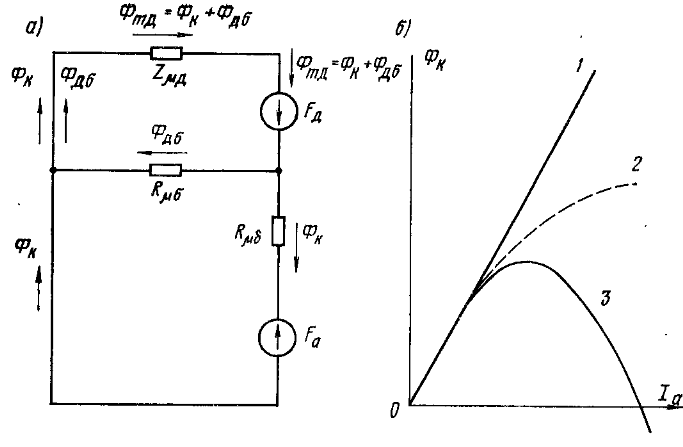


Рис. 4.3

ции, так как она решающим образом влияет на условия коммутации. Представляем в общем случае [23] магнитную цепь пары добавочных полюсов схематически в виде эквивалентной цепи электрического тока (рис. 4.3, *а*). Здесь $F_\text{д}$ и F_a — встречно действующие намагничивающие силы обмоток добавочных полюсов и якоря, а $R_{\mu\delta}$, $R_{\mu\sigma}$ и $Z_{\mu\text{д}}$ — магнитные сопротивления на путях соответственно коммутирующего потока $\Phi_\text{к}$ в обоих воздушных зазорах между якорем и добавочными полюсами, потока рассеяния $\Phi_{\text{д}\sigma}$ и полного потока добавочных полюсов, равного $\Phi_{m\text{д}} = \Phi_\text{к} + \Phi_{\text{д}\sigma}$. В соответствии с рис. 4.3, *а* записываем уравнение равновесия намагничивающих сил и падений магнитных напряжений

$$F_\text{д} - F_a = \Phi_\text{к} R_{\mu\delta} + \Phi_{m\text{д}} Z_{\mu\text{д}}, \qquad (4.1)$$

откуда

$$\Phi_\text{к} = \frac{(F_\text{д} - F_a) - \Phi_{m\text{д}} Z_{\mu\text{д}}}{R_{\mu\delta}} = \frac{(F_\text{д} - F_a) - (\Phi_\text{к} + \Phi_{\text{д}\sigma}) Z_{\mu\text{д}}}{R_{\mu\delta}} =$$

$$= \frac{[F_\text{д} - (\Phi_\text{к} + \Phi_{\text{д}\sigma}) Z_{\mu\text{д}}] - F_a}{R_{\mu\delta}}. \qquad (4.2)$$

Сопротивление воздушного зазора $R_{\mu\delta}$ полагаем постоянным. При увеличении тока I_a н. с. $F_\text{д}$ и F_a и их разность $F_\text{д} - F_a$ растут пропорционально току I_a. Если машина не насыщена, то сопротивление $Z_{\mu\text{д}}$ остается постоянным, а поток $\Phi_{m\text{д}}$ растет также пропорционально току I_a. Поэтому и поток $\Phi_\text{к}$ растет пропорционально току I_a, а зависимость $\Phi_\text{к}(I_a)$ имеет прямолинейный характер (кривая *1* на рис. 4.3, *б*). Но по мере насыщения стальных участков магнитной цепи добавочного полюса сопротивление $Z_{\mu\text{д}}$ начинает все быстрее возрастать и зависимость $\Phi_\text{к}(I_a)$ отступает от прямолинейного закона. При этом если бы не было потока рассеяния $\Phi_{\text{д}\sigma}$, то эта зависимость имела бы характер кривой намагничивания (кривая *2* на рис. 4.3, *б*). В дей-

ствительности существует поток рассеяния $\Phi_{д\sigma}$, который с насыщением магнитной цепи добавочного полюса и увеличением сопротивления $Z_{\mu д}$, вызывая дополнительное падение магнитного напряжения на сопротивлении $Z_{\mu д}$, способствует более быстрому росту потока $\Phi_{mд}$ по сравнению с потоком $\Phi_к$, поэтому произведение $\Phi_{mд} Z_{\mu д} = (\Phi_к + \Phi_{д\sigma}) Z_{\mu д}$ растет быстрее, чем ток I_a, и тем быстрее, чем больше насыщение магнитной цепи добавочного полюса. При некотором значении тока I_a поток $\Phi_к$ не только перестает увеличиваться, но уменьшается, а при дальнейшем увеличении тока I_a проходит через нуль и изменяет свой знак (кривая *3* на рис. 4.3, *б*). Происходит так называемое «опрокидывание» потока $\Phi_к$. Из сказанного следует, что при перегрузках достигается такой предел, при котором коммутирующая э. д. с. $e_к$ не только перестает уравновешивать реактивную э. д. с. e_r, но начинает действовать в том же направлении, что и последняя, и, очевидно, в этих условиях благоприятная коммутация машины невозможна.

Сказанное выше справедливо для электрической машины, работающей как на постоянном, так и на пульсирующем токе, с той лишь особенностью, что в последнем случае для переменных составляющих токов, потоков и э. д. с. процесс «опрокидывания» $\Phi_{к\sim}$ и $e_{к\sim}$ начинается раньше и проходит быстрее, так как при пульсирующем токе сопротивление $Z_{\mu д}$ растет не только из-за насыщения постоянной составляющей потока, но и за счет действия вихревых токов. Вследствие этого переменная составляющая результирующего магнитного напряжения $F_{д\sim} - \Phi_{mд\sim} Z_{\mu д} = F_{д\sim} - (\Phi_{к\sim} + \Phi_{д\sigma\sim}) Z_{\mu д}$ со стороны добавочного полюса может оказаться меньше переменной составляющей $F_{a\sim}$, и переменная составляющая $\Phi_{к\sim}$ становится «опрокинутой», будучи ориентированной в направлении н. с. якоря. При этом подчеркнем, что при отсутствии переменной составляющей потока рассеяния $\Phi_{д\sigma\sim}$ «опрокидывание» потока $\Phi_{к\sim}$ не могло бы иметь места.

Помимо вышеприведенного физического объяснения «опрокидывания» потока $\Phi_{к\sim}$, более наглядное представление об образовании переменной составляющей коммутирующего потока $\Phi_{к\sim}$ дает геометрическая интерпретация с помощью условной векторной диаграммы наложения переменных полей, предложенной В. Е. Скобелевым [43] по результатам опытного измерения в коммутационной зоне амплитудных значений и фаз основных гармонических потоков добавочного полюса и якоря при включении поочередно следующих обмоток: 1) якоря и компенсационной; 2) добавочных полюсов; 3) всей цепи якоря. Переменная составляющая коммутирующего потока $\Phi_{к\sim}$ в опыте 3 получается приблизительно равной сумме поочередно измеренных векторов переменных составляющих полного потока добавочного полюса $\Phi_{кд\sim}$ и потока якоря $\Phi_{кa\sim}$ из опытов 1 и 2. На рис. 4.4 показано, что переменная составляющая н. с. якоря $F_{a\sim}$ создает поток $\Phi_{кa\sim}$, отстающий от нее на угол ψ_a, а переменная составляющая н. с. добавочного полюса $F_{д\sim}$, находящаяся в противофазе с $F_{a\sim}$, — $\Phi_{кд\sim}$, отстающий от создавшей его н. с. на угол $\psi_д$. Действие вихревых токов равносильно возникновению н. с., противодействующей $F_{д\sim}$, ее ослабляющей. Если остов и сердечники добавочных полюсов выполнены из массивной стали, то опытные измерения показывают, что численно поток $\Phi_{кд\sim}$ меньше $\Phi_{кa\sim}$ ($\Phi_{кд\sim} < \Phi_{кa\sim}$), несмотря на то, что $F_{д\sim} > F_{a\sim}$. Это указывает на преимущественное влияние вихревых токов на потоки, замыкающиеся по статору, и объясняет то, что угол $\psi_д$ запаздывания потока $\Phi_{кд\sim}$ больше угла ψ_a запаздывания потока $\Phi_{кa\sim}$ (переменная составляющая потока якоря $\Phi_{кa\sim}$ замыкается в основном по шихтованным элементам машины).

Рис. 4.4

Сказанное объясняет то, почему переменная составляющая коммутирующего потока, равная по величине и фазе $\dot{\Phi}_{к\sim} = \dot{\Phi}_{кa\sim} + \dot{\Phi}_{кд\sim}$ имеет ориентацию н.с. якоря $F_{a\sim}$.

Приведенная на рис. 4.4 диаграмма соответствует наиболее неблагоприятному исполнению машины: массивный остов, массивные добавочные полюсы, четырехполюсная магнитная система с волновой обмоткой якоря, большие потоки рассеяния добавочных полюсов. При других исполнениях и параметрах угол $\psi_к$ может быть меньшим, меньшим будет и «опрокидывание», отставание по фазе потока $\Phi_{к\sim}$ по отношению к н. с. $F_{д\sim}$.

Третья э. д. с. — E_t — создается вследствие пульсации главного поля машины и зависит от коэффициента пульсации потока главных полюсов. Она отстает по фазе на 90° от создающей ее переменной составляющей потока главных полюсов $\Phi_{в\sim}$. При $\beta_п = \frac{I_{в-}}{I_{a-}} = 0{,}95$ и менее угол сдвига между переменными составляющими токов якоря $I_{a\sim}$ и возбуждении $I_{в\sim}$ составляет примерно 45°. Вследствие вихревых токов в зависимости от конструктивного исполнения магнитной системы (массивная или расслоенная) переменная составляющая потока главных полюсов $\Phi_{в\sim}$ сдвинута относительно создающей ее переменной составляющей тока возбуждения $I_{в\sim}$ на угол 30—60°, т. е. переменная составляющая потока главных полюсов $\Phi_{в\sim}$ из-за постоянного шунтирования и вихревых токов в магнитной цепи главных полюсов сдвинута относительно переменной составляющей тока якоря $I_{a\sim}$ на угол, близкий 90°. Следовательно, трансформаторная э. д. с. E_t сдвинута относительно $I_{a\sim}$ на угол, близкий к 180°, т. е. ориентирована противоположно $I_{a\sim}$ и $E_{r\sim}$. Это обстоятельство, как будет показано ниже, используется для компенсации несбалансированных переменных э. д. с. в коммутируемых секциях якоря.

Действие вихревых токов в общем случае проявляется в создании дополнительного магнитного сопротивления переменным составляющим потоков и тем в большей степени, чем больше насыщение участка магнитопровода постоянной составляющей магнитного потока. Иначе говоря, насыщение стальных участков магнитопровода постоянной составляющей магнитного потока оказывает действие такого же харак-

тера, как и влияние вихревых токов, т. е. увеличивает магнитное сопротивление переменным составляющим потоков, уменьшая $\Phi_{в\sim}$ и $\Phi_{тд\sim}$. Поэтому и у двигателя с полностью шихтоваными остовом и полюсами при питании пульсирующим током не достигается полная компенсация переменных э. д. с., так как создать тяговый двигатель с совершенно ненасыщенными стальными участками магнитной цепи главных полюсов практически невозможно.

§ 18.3. Осложнения от питания двигателя пульсирующим током

Потенциальные условия на коллекторе. В. Е. Скобелевым показано [43], что основное влияние на значения межламельных напряжений оказывает переменная составляющая потока якоря. При коэффициенте пульсации тока якоря $\kappa_i=0{,}25$ за счет переменной составляющей тока якоря (из-за пульсации потока якоря) максимальное межламельное напряжение может повыситься на 10—20%. Подобное повышение имеет место в течение одного полупериода основной гармонической выпрямленного тока, когда потенциальные условия будут худшими (в течение другого полупериода — лучшими), чем в аналогичном режиме при питании машины постоянным током. При выпрямлении однофазного тока частотой 50 Гц каждое из этих состояний длится 1/200 с. При максимальной окружной скорости коллектора 50—55 м/с за это время точки коллектора с повышенными межламельными напряжениями пройдут расстояние 25—27,5 см. Так как повышение максимальных межламельных напряжений наблюдается примерно в той же части коллектора, что и при питании машины постоянным током, под набегающим краем главного полюса двигателя, у сбегающего края щетки, то опасность возникновения кругового огня повышается. Поэтому особенно важным и эффективным является применение компенсационной обмотки, которая значительно снижает пульсации межламельных напряжений. Опыт работы тяговых двигателей пульсирующего тока показывает возможность для мощных машин принимать средние межламельные напряжения до 18 В и средние напряжения на единицу длины окружности коллектора до 35 В/см.

Добавочные потери от пульсации тока. По сравнению с двигателем, работающем на постоянном токе, при работе двигателя на пульсирующем токе возникают следующие добавочные потери: в меди обмоток от повышения действующего значения тока и от вихревых токов; в стали магнитопроводов и массивных металлических деталях, образующих короткозамкнутые витки, от пульсации магнитных потоков.

На основании результатов тепловых испытаний многих машин можно указать усредненные цифры повышения превышений температур при работе на пульсирующем токе по сравнению с постоянным током (в часовом и продолжительном режимах при $\kappa_i=0{,}25$): обмотки якоря на 8—15° С; добавочных полюсов на 8—16° С; главных полюсов на 6—12° С; компенсационной обмотки на 7—14° С. Кроме того, нужно предусмотреть, чтобы металлические фланцы, поддерживающие полюсные катушки, не были массивными и не образовывали короткозамкнутых витков в плоскости, перпендикулярной переменной составляющей потока. В тяговых двигателях последних выпусков при $2p=6$ эти добавочные потери удалось снизить и к. п. д. при пульсирующем токе по сравнению с постоянным током меньше на 0,4—0,7%.

Глава 19

МЕТОД РАСЧЕТА ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ПЕРЕМЕННЫХ Э. Д. С., ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ И ПУТИ УЛУЧШЕНИЯ КОММУТАЦИИ

§ 19.1. Результирующая переменная составляющая э. д. с. в коммутируемых секциях якоря

Дополнительные э. д. с. $E_{r\sim}$, $E_{к\sim}$ и E_t (см. § 18.2) будем характеризовать средними по ширине зоны коммутации значениями амплитуд их основных гармоник, представленных в комплексной форме.

Результирующая несбалансированная э. д. с. в коммутируемых секциях якоря

$$\Delta\dot{E}=\dot{E}_{r\sim}+\dot{E}_{к\sim}+\dot{E}_t. \tag{4.3}$$

Величины и фазы указанных э. д. с. могут быть выражены комплексами следующего вида:

$$\dot{E}_{r\sim}=c_1\dot{I}_{a\sim}=\kappa_i E_{r-}; \tag{4.4}$$

$$\dot{E}_{к\sim}=c_2\Phi_{к\sim}e^{j\alpha_к}=c_2\dot{\Phi}_{к\sim}; \tag{4.5}$$

$$\dot{E}_t=-jc_3\Phi_{в\sim}e^{j\alpha_в}=-jc_3\dot{\Phi}_{в\sim}, \tag{4.6}$$

где

$$c_1=\frac{E_{r-}}{I_{0-}};\quad c_2=\frac{2w_c v_a}{b_{бд}};\quad c_3=2\pi f\, w_c=628w_c;$$

E_{r-} — среднее значение реактивной э. д. с. при постоянном токе, В;
w_c — число витков секции якоря;
$\Phi_{в\sim}$ — амплитуда переменной составляющей потока главных полюсов, Вб;
$\Phi_{к\sim}$ — амплитуда переменной составляющей поля в зоне коммутации (коммутирующего потока), Вб;
$\alpha_к$ и $\alpha_в$ — углы между вектором тока якоря $I_{a\sim}$ и соответственно векторами потоков $\Phi_{к\sim}$ и $\Phi_{в\sim}$;
$v_a=\frac{\pi D_a n}{60}$ — окружная скорость якоря, м/с.

Из искомых переменных э. д. с. наиболее просто находят переменную составляющую реактивной э. д. с. $E_{r\sim}$, которая определяется либо током $I_{a\sim}$, заданным непосредственно, либо через коэффициент пуль-

сации. Следовательно, как видно из формул (4.5) и (4.6), задача определения э. д. с. E_t и $E_{к\sim}$ сводится к определению соответствующих переменных составляющих полей: главных полюсов $\Phi_{в\sim}$ и в зоне коммутации $\Phi_{к\sim}$. Расчет выполняем в следующей последовательности: 1) составляем схему замещения магнитных цепей главного $\Phi_{в\sim}$ и коммутирующего $\Phi_{к\sim}$ потоков с учетом всех конструктивных особенностей данной машины, влияющих на прохождение потоков; 2) для каждого стального элемента схемы определяем индукцию от постоянной составляющей потока в нем; 3) рассчитываем магнитные сопротивления всех элементов схемы, по которым замыкаются переменные составляющие главного и коммутирующего потоков, поперечного потока якоря и потоков рассеяния; 4) находим $\Phi_{в\sim}$ и $\Phi_{к\sim}$.

Положительное направление оси вещественных величин принимаем совпадающим с направлением вектора $\dot{I}_{a\sim}$. Векторы $\dot{F}_{a\sim}$ и $\dot{E}_{r\sim}$ считаем совпадающими с направлением $\dot{I}_{a\sim}$. Фазы всех других н. с., потоков и э. д. с. определяем относительно этих базовых векторов. Ось $(+j)$, как обычно, повернута относительно положительного направления оси вещественных величин против движения часовой стрелки, а ось $(-j)$ — по направлению движения часовой стрелки.

§ 19.2. Расчет переменной составляющей потока главных полюсов

В соответствии со схемой замещения (рис. 4.5) на пути переменной составляющей потока главных полюсов имеются следующие магнитные сопротивления: Z_0 — ярма остова; $R_{\mu\delta}$ — воздушного зазора между главным полюсом и якорем; Z_{za} — зубцов якоря; Z_a — спинки якоря; Z_m — главного полюса (в Z_m в зависимости от исполнения машины может входить сердечник главного полюса, прилив под полюс на остове и зубцовый слой при наличии компенсационной обмотки).

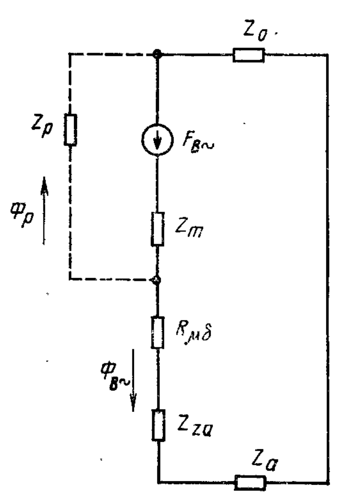


Рис. 4.5

Незначительным потоком рассеяния с рогов главного полюса на остов можно пренебречь. Так как катушки главных полюсов поддерживаются стальными фланцами или рамками, в которых могут возникать вихревые токи, то прибавляют еще магнитное сопротивление $Z_ф$ [43]. Однако удобнее влияние фланцев учитывать коэффициентом рассеяния переменной составляющей главного потока: $\sigma_\sim = 1{,}5e^{j10°}$ — при массивных короткозамкнутых фланцах и рамках, создающих короткозамкнутый контур в плоскости, перпендикулярной направлению магнитного потока; $\sigma_\sim = (1{,}20 \div 1{,}25)\, e^{j5°}$ — при отсутствии короткозамкнутых контуров в этой плоскости.

Переменная составляющая потока главных полюсов

$$\dot{\Phi}_{в\sim} = \dot{F}_{в\sim}/Z, \tag{4.7}$$

где полное магнитное сопротивление цепи переменной составляющей потока главных полюсов

$$Z = Z_0 + \sigma_\sim Z_m + R_{\mu\delta} + Z_{za} + Z_a. \tag{4.8}$$

Таким образом, задача сводится к определению переменной составляющей н. с. главных полюсов $F_{в\sim}$ и полного магнитного сопротивления Z цепи переменной составляющей потока главных полюсов $\Phi_{в\sim}$.

§ 19.3. Расчет переменной составляющей н. с. главных полюсов

Переменная составляющая н. с. главных полюсов $\dot{F}_{в\sim} = \dot{I}_{в\sim} w_в$ совпадает по фазе с переменной составляющей $\dot{I}_{в\sim}$ тока возбуждения ($w_в$ — число витков катушки главного полюса). В общем случае, когда двигатель работает с зашунтированной обмоткой главных полюсов, переменные составляющие тока якоря и тока возбуждения сдвинуты по фазе на некоторый угол. Поэтому степень возбуждения по переменным составляющим токов является комплексом $\beta_\sim = \dot{I}_{в\sim}/\dot{I}_{a\sim}$, а переменная составляющая н. с. главных полюсов

$$\dot{F}_{в\sim} = w_в \dot{I}_{в\sim} = w_в \beta_\sim \dot{I}_{a\sim}. \tag{4.9}$$

Переменную составляющую тока возбуждения $\dot{I}_{в\sim} = \beta_\sim \dot{I}_{a\sim}$ определяем из следующих соотношений. При полном сцеплении всех витков $w_в$ с потоком $\Phi_{в\sim}$ последний наводит в них э. д. с. пульсации

$$\dot{E}_в = -j\omega w_в \dot{\Phi}_{в\sim}. \tag{4.10}$$

Комплекс электрического сопротивления обмотки возбуждения (при $E_{в\sim} \approx -U_{в\sim}$) $Z'_э = -\dot{E}_{в\sim}/\dot{I}_{в\sim}$ или с учетом (4.7) и (4.10) на полюс

$$Z'_э = j\,\frac{\omega w_в \dot{\Phi}_{в\sim}}{\dot{I}_{в\sim}} = \frac{j\omega w_в^2}{Z};$$

на всю машину

$$Z_э = 2p\,\frac{j\omega w_в^2}{Z}. \tag{4.11}$$

Если теперь к действительной части комплекса $Z_э$ прибавим активное сопротивление меди самой обмотки $r_в$, то получим комплекс полного электрического сопротивления обмотки возбуждения

$$Z_в = Z_э + r_в = 2p\,\frac{j\omega w_в^2}{Z} + r_в. \tag{4.12}$$

Применяемая схема шунтирования обмотки главных полюсов в общем случае показана на рис. 4.6. Введем обозначения:

$R_{ш1}$ — сопротивление цепи постоянного шунтирования активным сопротивлением;

$R_{ш2}$ — активное сопротивление в регулируемой шунтирующей цепи; кроме регулируемого омического сопротивления, обеспечивающего заданную степень возбуждения по постоянным составляющим токов якоря и возбуждения, сюда входит активное сопротивление, которое оказывает индуктивный шунт переменной составляющей тока в нем;

$X_{L(ш)}$ — индуктивное сопротивление в регулируемой шунтирующей цепи (переменной составляющей тока шунта);

$Z_{ш2}$ — полное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи;

$Z_ш$ — полное эквивалентное сопротивление всей шунтирующей цепи (постоянное и регулируемое шунтирование);

$r_в$ — активное сопротивление меди обмотки возбуждения;

$R_{a(в)}$ — активное сопротивление обмотки возбуждения (действительная часть комплекса $Z_в$);

$X_{L(в)}$ — индуктивное сопротивление обмотки возбуждения (мнимая часть комплекса $Z_в$);

$I_{ш\sim}$ — переменная составляющая тока всей шунтирующей цепи.

С учетом принятых обозначений

$$Z_в = R_{a(в)} + jX_{L(в)}. \qquad (4.13)$$

Эквивалентное полное сопротивление всей шунтирующей цепи

$$Z_ш = \frac{R_{ш1} Z_{ш2}}{R_{ш1} + Z_{ш2}} = \frac{R_{ш1}(R_{ш2} + jX_{L(ш)})}{R_{ш1} + R_{ш2} + jX_{L(ш)}} =$$

$$= \frac{(R_{ш1} R_{ш2} + jR_{ш1} X_{L(ш)})\,[(R_{ш1} + R_{ш2}) - jX_{L(ш)}]}{[(R_{ш1} + R_{ш2}) + jX_{L(ш)}]\,[(R_{ш1} + R_{ш2}) - jX_{L(ш)}]} =$$

$$= \frac{R_{ш1}^2 R_{ш2} + R_{ш1} R_{ш2}^2 + R_{ш1} X_{L(ш)}^2}{(R_{ш1} + R_{ш2})^2 + X_{L(ш)}^2} + j\,\frac{R_{ш1}^2 X_{L(ш)}}{(R_{ш1} + R_{ш2})^2 + X_{L(ш)}^2}. \qquad (4.14)$$

Степень возбуждения по переменным составляющим токов определяем из соотношений:

$$\frac{\dot I_{в\sim}}{\dot I_{ш\sim}} = \frac{Z_ш}{Z_в}; \quad \frac{\dot I_{в\sim} + \dot I_{ш\sim}}{\dot I_{в\sim}} = \frac{Z_ш + Z_в}{Z_ш} = \frac{\dot I_{a\sim}}{\dot I_{в\sim}}$$

или

$$\beta_\sim = \frac{Z_ш}{Z_в + Z_ш}. \qquad (4.15)$$

Переменная составляющая тока возбуждения из (4.15)

$$\dot I_{в\sim} = \dot I_{a\sim} \frac{Z_ш}{Z_в + Z_ш}. \qquad (4.16)$$

Рис. 4.6

§ 19.4. Расчет магнитных сопротивлений отдельных участков пути переменной составляющей потока главных полюсов

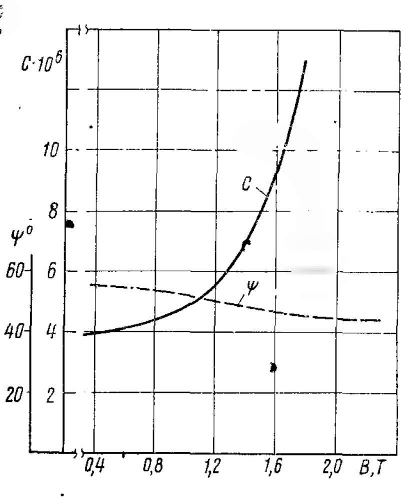
Предварительные замечания. При расчете магнитных сопротивлений [43, 46] нужно учитывать, что относительная магнитная проницаемость стали для переменной составляющей пульсирующего потока в большой степени зависит от постоянной составляющей индукции этого потока в рассматриваемом участке магнитопровода (остова, полюса, зубцов и т. д.).

Для участков магнитопровода из литых сталей это обстоятельство будем учитывать параметром $Ce^{j\psi}$, в котором коэффициент C и угол ψ определяют по экспериментальным кривым в зависимости от постоянной составляющей индукции в рассматриваемом участке, для коэффициента пульсации тока $\kappa_i = 0{,}25 \div 0{,}30$ (рис. 4.7).

Для шихтованных участков магнитопровода пульсационную магнитную проницаемость $\mu_п = \mu'_п \cdot 10^{-4} e^{j\psi}$ при $\kappa_i = 0{,}25 \div 0{,}30$ определяют в зависимости от постоянной составляющей индукции (рис. 4.8) по экспериментальным кривым *2* и *3* — для конструкционной стали Ст. 2, Ст. 3 и *1*, *4*, 5 — для листовой электротехнической стали марок Э11, Э12, Э13, Э21, Э22, Э1300А. Сплошными линиями показаны кривые для $\mu'_п \cdot 10^{-4}$, а штриховыми — для $\psi°$.

Увеличение магнитного сопротивления из-за вихревых токов (при некачественной лакировке, заусенцах и пр.) учитывают коэффициентом $K = 1{,}3e^{j20°}$.

Магнитное сопротивление остова. *Массивный остов.* Исходим из известных зависимостей магнитного сопротивления переменному потоку для случая плоской волны и учитываем, что остов двигателя имеет характер замкнутой оболочки, а переменный магнитный поток полюса, вступая в остов машины, растекается по его внутренней поверхности, проникая в сталь на малую толщину [47].



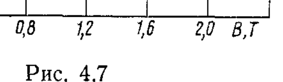


Рис. 4.7

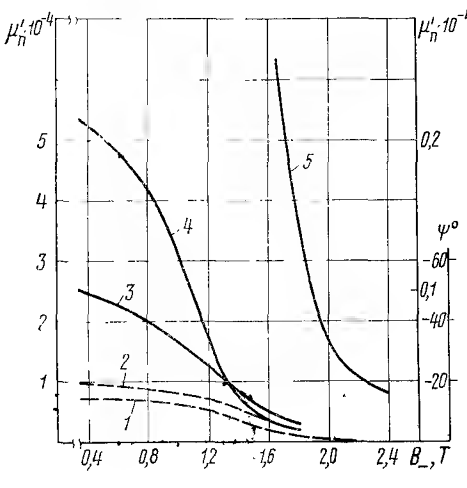


Рис. 4.8

Обозначив длину элементарной линии тока, находящейся на расстоянии x от полюса $l_{ix} = 2(l_m + b_m) + 2\pi x$, а ширину ее dx и принимая, что элементарные пути тока располагаются вокруг сердечника полюса, возбуждающего поток, на равном удалении x от поверхности сердечника (рис. 4,9, *а*), получаем выражение для комплекса магнитного сопротивления остова

$$Z_о = C\frac{l_н}{l_i}e^{j\psi}, \tag{4.17}$$

где

$$\frac{l_н}{l_i} = \int_0^A \frac{dx}{2(l_m + b_m) + 2\pi x} = \frac{1}{2\pi}\ln\left(1 + \frac{\pi A}{l_m + b_m}\right);$$

$l_н$ — длина магнитной силовой линии поля в стали;
l_i — длина линии тока на поверхности стали;
A — расстояние от боковой поверхности сердечника главного полюса до оси добавочного полюса по внутренней поверхности остова (рис. 4.9, *а* и *б*) (физически A — длина пути переменной составляющей потока в данном участке магнитопровода), м;
l_m и b_m — соответственно длина и ширина сердечника главного полюса, м.

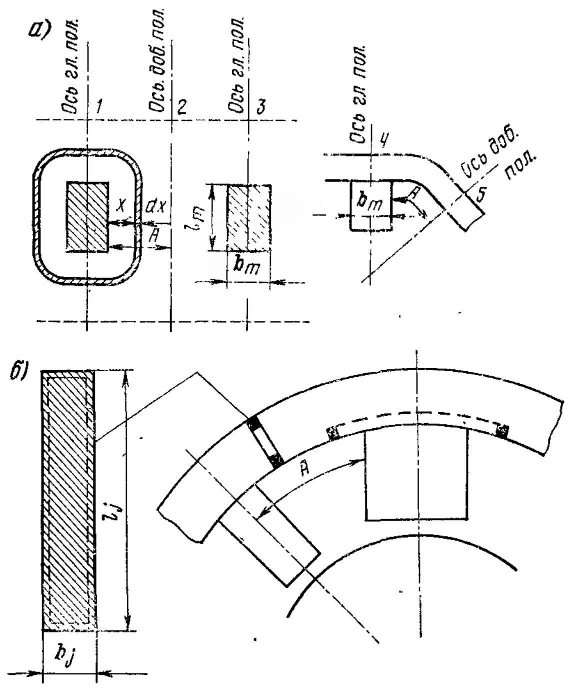
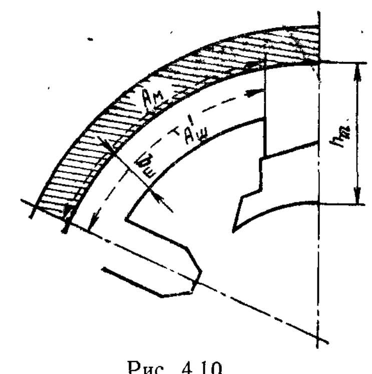


Рис. 4.9



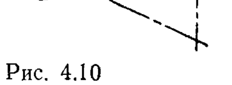


Рис. 4.10

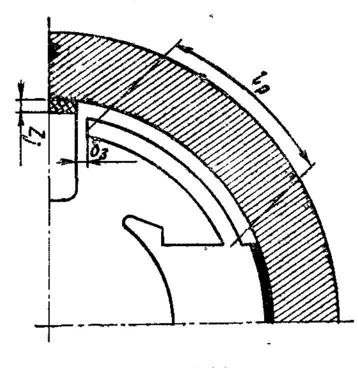


Рис. 4.11

Магнитное сопротивление ярма остова по рис. 4.9, *б*, открытой формы, определяется выражением

$$Z_о = \frac{l_н}{2(l_j + b_j)}Ce^{j\psi}, \tag{4.18}$$

где l_j и b_j — стороны продольного сечения ярма остова, а $l_н = 0{,}5A$ с учетом раздвоения потока в ярме остова.

Полностью расслоенный остов. Сопротивление остова шихтованного из электротехнической стали толщиной 0,5 мм

$$Z_о = K\frac{A_ш}{\mu_п S_j} = K\frac{A_ш}{2\mu_п h_j l_j \cdot 0{,}97}, \tag{4.19}$$

где $A_ш$ — расстояние от боковой поверхности сердечника главного полюса до оси добавочного полюса по середине толщины остова, м;
S_j — площадь магнитного сечения остова, м²;
l_j — осевая длина магнитопровода остова, м;
h_j — толщина магнитопровода остова, м;
0,97 — коэффициент заполнения сталью марки Э1300А.

Частично расслоенный остов представляет собой массивную отливку с внутренней цилиндрической кольцевой шихтованной вставкой (рис. 4.10). Магнитное сопротивление его определяют как эквивалентное сопротивление двух параллельно включенных сопротивлений: массивной части $Z_{масс}$ и шихтованной $Z_{шихт}$

$$Z_о = \frac{Z_{масс} Z_{шихт}}{Z_{масс} + Z_{шихт}}. \tag{4.20}$$

Формулы для расчета аналогичны приведенным выше:

$$Z_{масс} = \frac{1}{2\pi}\ln\left(1 + \frac{\pi A_м}{l_m + b_m}\right)Ce^{j\psi};$$

$$Z_{шихт} = K\frac{A'_ш}{2\mu_п b_ш l_ш \cdot 0{,}97},$$

где $A_м$ — расстояние от боковой поверхности сердечника главного полюса до оси добавочного полюса по линии раздела массивной и шихтованной частей, м;

$A'_ш$ — расстояние от боковой поверхности сердечника главного полюса до оси добавочного полюса посередине шихтовки, м.

Массивный остов с шихтованными мостиками для прохождения переменной составляющей коммутирующего потока (рис. 4.11). Полное сопротивление ярма определяют по (4.20), причем сопротивление шихтованной части $Z_{шихт}$ принимают состоящим из сопротивления шихтованных рогов $Z_{ш.р}$ и сопротивления воздушного зазора $R_{\delta 3}$ между сердечником добавочного полюса и рогом: $Z_{шихт} = Z_{ш.р} + R_{\delta 3}$. $Z_{ш.р}$ определяют по выражению (4.19), а $R_{\delta 3}$ — по (4.49), причем в расчет вводят по половине длины рога и размера воздушного зазора, чем учитывают раздвоение потока в остове.

Магнитное сопротивление главного полюса. Возможные конструкции сердечника главного полюса. Комплекс магнитного сопротивления главного полюса определяем по формулам, аналогичным указанным выше. Рассматриваем наиболее часто встречающиеся конструктивные исполнения.

Массивный литой прилив под полюс и шихтованный башмак с частью сердечника. Магнитное сопротивление полюса (рис. 4.12, *а*)

$$Z_m = Z_{пр} + Z_б,$$

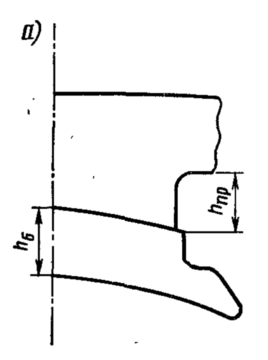
где $Z_{пр}$ и $Z_б$ — последовательно соединенные магнитные сопротивления прилива $Z_{пр}$ и башмака $Z_б$.

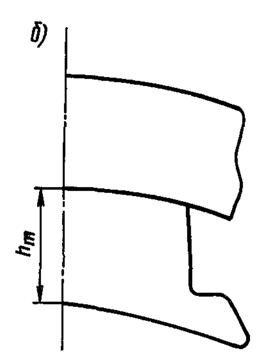
Магнитное сопротивление прилива

$$Z_{пр} = C\,\frac{h_{пр}}{2\,(l_{пр} + b_{пр})}\,e^{j\psi}, \qquad (4.21)$$

где $l_{пр}$ и $b_{пр}$ — длина и ширина прилива, м.

В этой формуле, аналогичной (4.18) для массивного остова, длина линии тока в приливе равна его периметру $2(l_{пр} + b_{пр})$, м, а длина силовой линии — высоте по краю прилива, $h_{пр}$, м, т. е. $\frac{l_н}{l_i} = \frac{h_{пр}}{2(l_{пр} + b_{пр})}$.





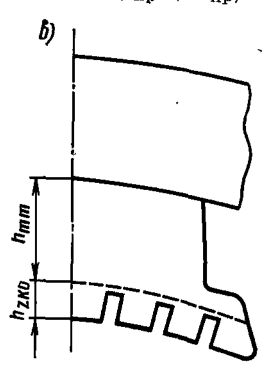


Рис. 4.12

Коэффициент C и угол ψ находят по кривым рис. 4.7 в зависимости от постоянной составляющей индукции в приливе.

Магнитное сопротивление башмака, если он набран из листов обыкновенной стали толщиной 1,5—2,0 мм, определяют по формуле для массивного магнитопровода с введением в нее коэффициента 0,35, учитывающего это расслоение,

$$Z_б = 0{,}35C\,\frac{h_б}{2\,(l_m + b_m)}\,e^{j\psi}, \qquad (4.22)$$

где $2(l_m + b_m)$ — периметр сердечника, м;

$h_б$ — средняя высота башмака, м.

Если башмак собран из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, то его магнитное сопротивление определяют по формуле, соответствующей формуле для расслоенного магнитопровода (4.19).

$$Z_б = K\,\frac{h_б}{\mu_п\,S_m}\,, \qquad (4.23)$$

где $S_m = 0{,}97 l_m b_m$ — площадь поперечного сечения сердечника, м²;

$h_б$ — длина силовой линии, равная средней высоте башмака, м.

Полностью шихтованный полюс (рис. 4.12, *б*). Если он выполнен из однородного материала и качество шихтовки всех его частей одинаково, то

$$Z_m = K h_m / (\mu_п\,S_m), \qquad (4.24)$$

где h_m — высота полюса, м.

Полностью шихтованный полюс с разъемом примерно по середине высоты сердечника. Если обе части полюса выполнены из одинакового материала, имеют одинаковое качество шихтовки и одинаковые размеры в поперечном сечении, то магнитное сопротивление определяют, как в случае полностью шихтованного полюса. При этом высота полюса h_m равна сумме высот его составных частей (см. рис. 4.10).

Если обе части полюса выполнены из различных материалов, из листов стали разной толщины или имеют различные размеры в поперечном сечении, то магнитное сопротивление полюса определяем как сумму магнитных сопротивлений отдельных частей

$$Z_m = Z_1 + Z_2,$$

где $Z_1 = 0{,}35\frac{h}{2(l_m + b_m)}\,e^{j\psi}$ — при листах стали толщиной 1,5—2,0 мм;

$Z_2 = K\frac{h}{\mu_п l_m b_m \cdot 0{,}97}$ — при шихтовке из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм.

Главный полюс компенсированной машины. Для уменьшения потерь от зубцовых пульсаций сердечник полюса такой машины набирают из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Магнитное сопротивление полюса складывается из магнитных сопротивлений двух участков (рис. 4.12, *в*):

сердечника полюса

$$Z_{mm} = K \frac{h_{mm}}{\mu_п l_m b_{m} 0,97} \qquad (4.25)$$

и зубцовой зоны компенсационной обмотки

$$Z_{mz} = K \frac{h_{z\,ко}}{\mu_п S_{z\,ко}}, \qquad (4.26)$$

где h_{mm} и $h_{zко}$ — в м;

$S_{zко}$ — площадь поперечного сечения зубцового слоя компенсационной обмотки, м^2.

Общее сопротивление полюса $Z_m = Z_{mm} + Z_{mz}$. Если между остовом и сердечником главного полюса или в плоскости разъема сердечника главного полюса есть магнитные прокладки, то к магнитному сопротивлению полюса прибавляют их магнитное сопротивление

$$Z_{прокл} = C \frac{\Sigma h_{прокл}}{2(l_{прокл} + b_{прокл})} e^{j\psi}, \qquad (4.27)$$

где $\Sigma h_{прокл}$ — суммарная толщина прокладок, м;

$2(l_{прокл} + b_{прокл})$ — периметр прокладок по наружной кромке, м;

C и ψ находим по рис. 4.7.

Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и главным полюсом. Это сопротивление

$$R_{\mu\delta} = R_{\delta\,гл} = \vartheta \frac{\delta_{эф} \kappa_\delta}{\mu_0 l_\delta \tau \alpha_\delta}, \qquad (4.28)$$

где $\delta_{эф}$ — эффективный воздушный зазор, м; для компенсированных машин с равномерным воздушным зазором эффективный зазор равен конструктивному $\delta_{эф} = \delta_{гл}$;

κ_δ — коэффициент воздушного зазора;

$l_\delta = \frac{l_a + l_m}{2}$ — расчетная длина сечения воздушного зазора, м;

τ — полюсное деление по якорю, м;

α_δ — коэффициент полюсного перекрытия расчетный;

$\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$ — магнитная проницаемость вакуума, Г/м;

ϑ — коэффициент увеличения сопротивления из-за вихревых токов в сердечнике и башмаке полюса и насыщения рогов полюсов; для башмаков из листовой неизолированной стали толщиной 1,5—4,0 мм, стянутых неизолированными заклепками, $\vartheta = 1,25$; при хорошей изоляции листов и малом насыщении рогов $\vartheta = 1, 1$.

Магнитное сопротивление зубцового слоя якоря. Это сопротивление

$$Z_{za} = K \frac{h_z}{\mu_п S_{z^1/_3}}, \qquad (4.29)$$

где h_z — высота паза якоря, м;

$S_{z^1/_3}$ — расчетное сечение зубцового слоя якоря, м^2.

Магнитное сопротивление спинки якоря. Это сопротивление

$$Z_a = K \frac{L_a}{2\mu_п S_a}, \qquad (4.30)$$

где L_a — длина магнитной силовой линии в спинке якоря, м; S_a — расчетная площадь сечения спинки якоря, м^2.

Полное магнитное сопротивление Z цепи переменной составляющей потока главных полюсов находят по (4.8), а магнитный поток $\Phi_{в\sim}$ — по (4.7).

§ 19.5. Расчет переменной составляющей поля в зоне коммутации

Исследование [43, 46] показывает необходимость учитывать следующие переменные составляющие потоков (рис. 4.13):

$\Phi_{к\sim}$ — коммутирующего;

$\Phi_{р\sim}$ — рассеяния в направлении башмака главного полюса;

$\Phi_{ро\sim}$ — рассеяния в направлении ярма (остова);

$\Phi_{a\sim}$ — якоря, замыкающегося на башмаки главных полюсов;

$\Phi_{д\sim}$ — результирующего в сердечнике добавочного полюса;

$\Phi_{о\sim}$ — результирующего в остове машины.

В основу расчета положена эквивалентная схема замещения магнитной цепи коммутирующего потока (рис. 4.14). Магнитные сопротивления здесь следующие:

$Z_о$ — магнитное сопротивление остова;

$Z_д$ — магнитное сопротивление сердечника добавочного полюса;

Z_j — магнитное сопротивление второго зазора (немагнитной прокладки между остовом и сердечником добавочного полюса);

$R_{\delta д}$ — магнитное сопротивление основного зазора;

$Z_р$ — магнитное сопротивление рассеяния на башмаки главных полюсов по воздуху;

$Z_{ро}$ — магнитное сопротивление рассеяния на остов;

$Z_б$ — магнитное сопротивление верхнего пояса (башмака) главного полюса;

$\dot{K}F_{a\sim}$ — падение магнитного напряжения в башмаке главного полюса.

Полное магнитное сопротивление на пути потока рассеяния, проходящего по воздуху и по верхнему поясу главного полюса, обозначим $Z_{рб}$.

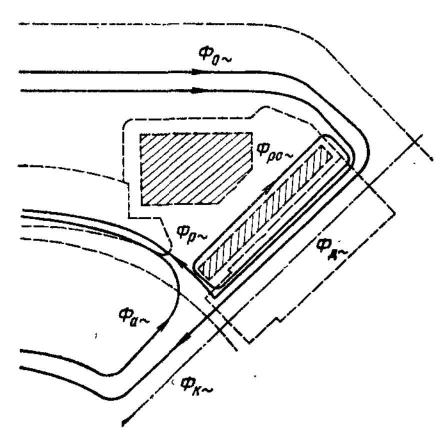


Рис. 4.13

Магнитные сопротивления зубцов и сердечника якоря здесь не отражаются ввиду малого насыщения стали зубцов в зоне коммутации.

Магнитные сопротивления рассеяния по воздуху на башмак главного полюса $Z_р$ и на остов $Z_{ро}$ в общем случае — комплексные величины. Без большой погрешности, пренебрегая экранирующим влиянием меди катушек полюсов, можно считать эти сопротивления чисто активными: $Z_р \approx R_р$ и $Z_{ро} \approx R_{ро}$. В некомпенсированных машинах на полюсной дуге главного полюса намагничивающей силой $F_{a\sim}$ создается поперечный поток якоря $\Phi_{a\sim}$, замыкающийся поперек башмака главного полюса и направленный так же, как и поток рассеяния $\Phi_{р\sim}$ на башмак главного полюса. Так как поток $\Phi_{a\sim}$ несравненно больше потока $\Phi_{р\sim}$, он по существу и определяет падение магнитного потенциала в башмаке главного полюса по пути потока $\Phi_{р\sim}$. В принятой эквивалентной схеме замещения (рис. 4.14, *а*) магнитной цепи коммутирующего потока это падение магнитного напряжения учтено введением намагничивающей силы $\dot{K}\dot{F}_{a\sim}$, направленной встречно потоку $\Phi_{р\sim}$ и не зависящей от него. В этом случае $Z_{рб} = Z_р \approx R_р$.

В компенсированных машинах поперечный поток якоря $\Phi_{a\sim}$ в башмаке главного полюса незначителен. Поэтому в схеме замещения магнитной цепи коммутирующего потока (рис. 4.14, *б*), полагая $\dot{K}\dot{F}_{a\sim} = 0$, вместо $\dot{K}\dot{F}_{a\sim}$ вводят непосредственно само магнитное сопротивление верхнего пояса башмака главного полюса $Z_б$, которое прибавляют к магнитному сопротивлению рассеяния $Z_р$ на башмак (рог) главного полюса. В этом случае

$$Z_{рб} = Z_б + Z_р \simeq Z_б + R_р.$$

Расчет проводим, пользуясь методом наложения полей, получаемых только при действии одной н. с. добавочных полюсов и только одной

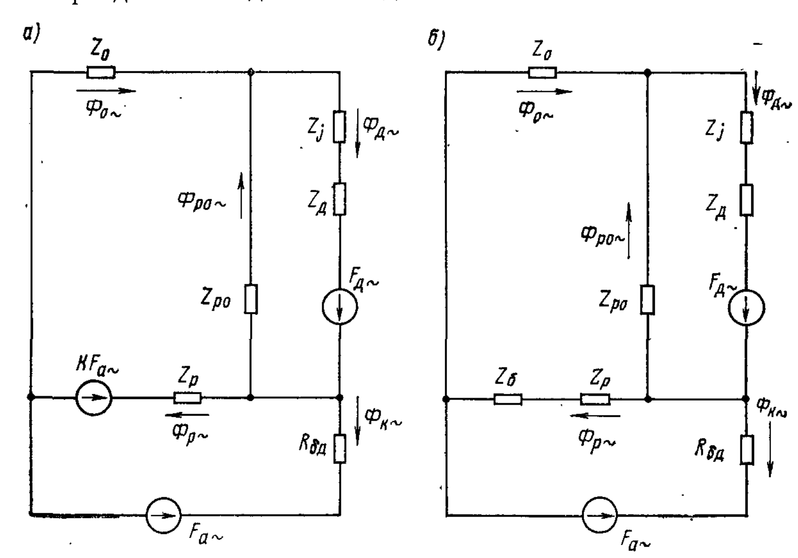


Рис. 4.14

н. с. якоря. В обобщенной схеме замещения (см. рис. 4.14) направление всех н. с. и потоков отвечает случаю, когда переменная составляющая коммутирующего потока имеет естественную ориентацию, т. е. не «опрокинута». Определяя, как условились, при математическом изображении векторов в комплексной форме фазы н. с. и потоков относительно н. с. $F_{a\sim}$, в результате решения комплексным методом получаем следующую конечную формулу для основной гармонической коммутирующего потока:

$$\Phi_{к\sim} = \frac{(F_{a\sim} + F_{ко\sim})\,[1+(1-\dot{K})\,L] + \dot{F}_{д\sim}\,(1-M)}{L\,(Z_{рб}+R_{δд})+R_{δд}}, \qquad (4.31)$$

где вспомогательные величины

$$M = \frac{Z_д + Z_j}{Z_д + Z_j + Z_{ро}} \quad \text{и} \quad L = \frac{Z_о + MZ_{ро}}{Z_{рб}}.$$

Так как н. с. добавочных полюсов и н. с. компенсационной обмотки направлены навстречу н. с. якоря, то в соответствующих выражениях вводят знак «минус», а именно:

$$\dot{F}_{д\sim} = -w_д \dot{I}_{д\sim} \quad \text{и} \quad \dot{F}_{ко\sim} = -w_{ко} \dot{I}_{ко\sim}.$$

Учитывая, что для двигателей пульсирующего тока $I_a = I_д = I_{ко}$, можно записать

$$\Phi_{к\sim} = \frac{(w''_a - w_{ко})\,[1+(1-\dot{K})\,L] - w_д\,(1-M)}{L\,(Z_{рб}+R_{δд})+R_{δд}}\,\dot{I}_{a\sim}. \qquad (4.32)$$

С учетом коммутации тока так называемое приведенное число витков обмотки якоря (на полюс) равно [см. формулы (2.167) и (2.168)]

$$w''_a = \frac{N_a}{8a\,p}\left(1 - \frac{b_к}{2\tau}\right).$$

Для некомпенсированной машины нужно в выражении (4.32) положить $w_{ко} = 0$ и $Z_{рб} = R_р$, тогда

$$\dot{\Phi}_{к\sim} = \frac{w''_a\,[1+(1-\dot{K})\,L] - w_д\,(1-M)}{L\,(Z_б+R_р+R_{δд})+R_{δд}}\,\dot{I}_{a\sim}. \qquad (4.32')$$

Для компенсированной машины ($K = 0$)

$$\dot{\Phi}_{к\sim} = \frac{(w''_a - w_{ко})\,(1+L) - w_д\,(1-M)}{L\,(Z_б+R_р+R_{δд})+R_{δд}}\,\dot{I}_{a\sim}. \qquad (4.32'')$$

Если вещественная часть комплекса $\dot{\Phi}_{к\sim}$ получается с отрицательным знаком (аргумент комплекса больше $\pi/2$), то поле в зоне коммутации наводит в коммутируемых секциях якоря э. д. с. $\dot{E}_{к\sim}$, имеющую составляющую, направленную встречно реактивной э. д. с. $\dot{E}_{r\sim}$ и в определенной степени ее компенсирующую.

Примененная схема замещения не отражает влияния переменной составляющей потока главных полюсов $\Phi_{в\sim}$ на падение магнитного напряжения в общих участках магнитной цепи: ярме остова и сердечнике якоря. Так как на одних участках ярма остова и сердечника якоря поток главных полюсов совпадает с потоком добавочных полюсов, а на других эти потоки имеют встречное направление, происходит определенная взаимная компенсация переменных составляющих падения магнитного напряжения от $\Phi_{в\sim}$ и с этим влиянием можно не считаться.

В заключение этого параграфа остановимся на расчете потока рассеяния добавочного полюса. Так как ширина добавочного полюса относительно мала, рассматриваем только внутренние потоки рассеяния. В общем случае эти потоки можно разбить на три части:

между полюсным башмаком (наконечником) добавочного полюса и главными полюсами;

между сердечником добавочного полюса и главными полюсами;

между сердечником добавочного полюса и остовом (ярмом). При приближенной к якорю, низко расположенной катушке добавочного полюса рассеяние на остов практически отсутствует.

Расчет проводимостей потоков рассеяния приходится проводить путем построения на чертеже магнитной цепи предполагаемой картины поля рассеяния методом вероятных силовых трубок. Для каждой трубки определяют ее средние ширину a и длину b, а также условия ее сцепления с витками катушки добавочного полюса, выражаемые коэффициентом $c = h/h_к$, где $h_к$ — полная высота меди катушки, а h — ее часть, сцепленная со средней линией данной трубки. Ниже уровня меди располагаем одну или несколько трубок потока рассеяния на башмак главного полюса. Эти трубки сцеплены со всеми витками обмотки добавочного полюса (для них $c = 1$); остальные трубки имеют неполное сцепление (коэффициент $c = h/h_к < 1$), уменьшающееся по мере удаления от якоря. Например, для рис. 4.15 имеем следующие коэффициенты удельной проводимости для потока рассеяния между:

наконечником добавочного полюса и главным полюсом

$$\lambda_р' = \frac{a_1}{b_1} + \frac{a_2}{b_2}\cdot\frac{h_2}{h_к} + \frac{a_3}{b_3}\cdot\frac{h_3}{h_к} + \frac{a_4}{b_4}\cdot\frac{h_4}{h_к}; \tag{4.33}$$

сердечником добавочного полюса и главным полюсом

$$\lambda_р'' = \frac{a_5}{b_5}\cdot\frac{h_5}{h_к} + \frac{a_6}{b_6}\cdot\frac{h_6}{h_к}; \tag{4.34}$$

добавочным полюсом и остовом

$$\lambda_{ро} = \frac{a_7}{b_7}\cdot\frac{h_7}{h_к} + \frac{a_8}{b_8}\cdot\frac{h_8}{h_к}. \tag{4.35}$$

Для получения полной проводимости необходимо коэффициент удельной проводимости умножить на среднюю длину поверхностей рассеяния, которая равна для трубок:

выходящих из наконечника добавочного полюса

$$(l_д + b_д + l_m)/2;$$

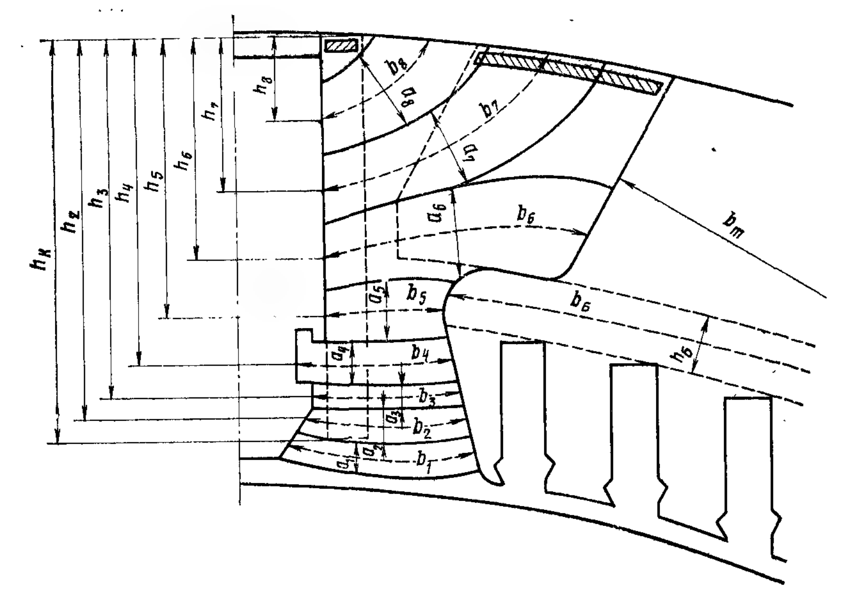


Рис. 4.15

выходящих из сердечника добавочного полюса

$$(l_{mд} + b_{mд} + l_m)/2;$$

замыкающихся на остов

$$(l_{mд} + b_{mд} + l_j)/2,$$

где $l_д$ и $b_д$ — соответственно длина и ширина наконечника добавочного полюса, м;

$b_{mд}$ — ширина сердечника добавочного полюса, м;

l_m — длина сердечника (наконечника) главного полюса, м;

l_j — осевая длина магнитопровода остова, м.

Прибавлением ширины наконечника $b_д$ (сердечника $b_{mд}$) учитывается рассеяние с торцов полюса. Полная магнитная проводимость, Γ, потока рассеяния добавочного полюса для случая (рис. 4.15)

$$\Lambda_{дσ} = 2\mu_0\left(\lambda_р'\frac{l_д + b_д + l_m}{2} + \lambda_р''\frac{l_{mд} + b_{mд} + b_m}{2} + \lambda_{ро}\frac{l_{mд} + b_{mд} + l_j}{2}\right) =$$

$$= 2\mu_0\left[\left(\frac{a_1}{b_1} + \frac{a_2}{b_2}\cdot\frac{h_2}{h_к} + \frac{a_3}{b_3}\cdot\frac{h_3}{h_к} + \frac{a_4}{b_4}\cdot\frac{h_4}{h_к}\right)\frac{l_д + b_д + l_m}{2} + \right.$$

$$+ \left(\frac{a_5}{b_5}\cdot\frac{h_5}{h_к} + \frac{a_6}{b_6}\cdot\frac{h_6}{h_к}\right)\frac{l_{mд} + b_{mд} + l_m}{2} +$$

$$\left. + \left(\frac{a_7}{b_7}\cdot\frac{h_7}{h_к} + \frac{a_8}{b_8}\cdot\frac{h_8}{h_к}\right)\frac{l_{mд} + b_{mд} + l_j}{2}\right]. \tag{4.36}$$

Коэффициент 2 перед квадратной скобкой учитывает симметрию потоков относительно плоскости, проходящей через ось добавочного полюса и ось машины. Постоянная составляющая потока рассеяния добавочного полюса, Вб

$$\Phi_{д\sigma}=\left[F_{\delta д}+F_{aq}\left(1-\frac{b_к}{2\tau}\right)-F_{ко}\right]\Lambda_{д\sigma}, \qquad (4.37)$$

где $F_{\delta д}$ — магнитное напряжение первого воздушного зазора, А;
F_{aq} и $F_{ко}$ — намагничивающие силы якоря и компенсационной обмотки, А.

§ 19.6. Расчет магнитных сопротивлений в цепи коммутирующего потока

Магнитное сопротивление остова. В цепи коммутирующего потока это сопротивление рассчитывают аналогично магнитному сопротивлению остова в цепи переменной составляющей потока главных полюсов в зависимости от конструктивного исполнения [43, 46].

Массивный остов. Для него

$$Z_о=\frac{1}{2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi A}{l_{mд}+b_{mд}}\right)Ce^{j\psi}, \qquad (4.38)$$

где A — расстояние от боковой поверхности добавочного полюса до оси главного полюса по внутренней поверхности остова, м;
$l_{mд}$ и $b_{mд}$ — соответственно длина и ширина сердечника добавочного полюса, м.

Полностью расслоенный остов. Для такого остова из электротехнической стали толщиной 0,5 мм

$$Z_о=K\frac{A_ш}{2\mu_п l_j h_j\cdot 0{,}97}, \qquad (4.39)$$

где $A_ш$ — расстояние от боковой поверхности сердечника добавочного полюса до оси главного полюса по середине толщины остова.

Массивный остов с шихтованной вставкой. Такой остов изготовляют из литой и электротехнической листовой стали толщиной 0,5 мм. Магнитное сопротивление ярма определяем по формуле (4.20).

Магнитное сопротивление массивной части

$$Z_{масс}=\frac{1}{2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi A_м}{l_{mд}+b_{mд}}\right)Ce^{j\psi}, \qquad (4.40)$$

где $A_м$ — расстояние от боковой поверхности сердечника добавочного полюса до оси главного полюса по линии раздела массивной и шихтованной частей, м.

Магнитное сопротивление шихтованной части в случае исполнения шихтовки из колец (рис. 4.16, *а*) без выступов под главные полюсы

$$Z_{шихт}=K\frac{A_ш}{2\mu_п l_ш b_ш\cdot 0{,}97}, \qquad (4.41)$$

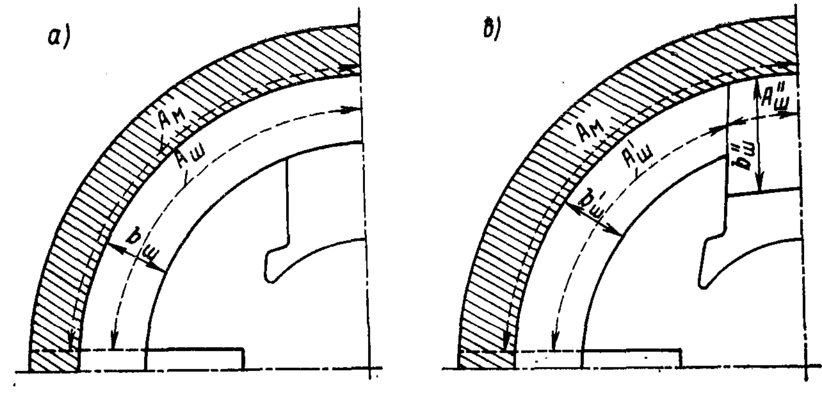


Рис. 4.16

где $A_ш$ — расстояние от боковой поверхности сердечника добавочного полюса до оси главного полюса по середине шихтовки, м;
$l_ш$ и $b_ш$ — соответственно осевая длина и толщина шихтовки, м.

В случае исполнения по рис. 4.16, *б*, когда есть выступы для посадки главных полюсов, магнитное сопротивление складывается из последовательно включенных магнитных сопротивлений двух участков: между полюсами $A'_ш$ и в зоне главного полюса $A''_ш$:

$$Z_{шихт}=Z'_{шихт}+Z''_{шихт}, \qquad (4.42)$$

где $Z'_{шихт}=K\frac{A'_ш}{2\mu_п l_ш b'_ш\cdot 0{,}97}$; $Z''_{шихт}=K\frac{A''_ш}{2\mu_п l_ш b''_ш\cdot 0{,}97}$.

Здесь $b'_ш$ и $b''_ш$ — толщина шихтованной части соответствующего участка.

Массивный остов с шихтованными мостиками для прохождения переменной составляющей коммутирующего потока (см. рис. 4.11). Здесь поток добавочного полюса разветвляется на две части, из которых одна замыкается по сопротивлениям второго зазора Z_j и массивного остова $Z_{масс}$, а вторая — по сопротивлениям третьего зазора $R_{\delta 3}$ (между сердечником добавочного полюса и шихтованными рогами (мостиками) $Z_{ш.р}$. Поэтому

$$Z_о=\frac{(Z_j+Z_{масс})(R_{\delta 3}+Z_{ш.р})}{Z_j+Z_{масс}+R_{\delta 3}+Z_{ш.р}}. \qquad (4.43)$$

Поток рассеяния $\Phi_{ро}$ здесь замыкается на шихтованные мостики и возвращается в сердечник добавочного полюса через зазоры δ_3, поэтому в схеме замещения сопротивление рассеяния на остов можно приближенно рассматривать как сумму сопротивлений $R_{ро}$ и $R_{\delta 3}$.

Магнитное сопротивление сердечника добавочного полюса. Комплекс магнитного сопротивления сердечника добавочного полюса определяют по аналогичным формулам в зависимости от исполнения.

Массивный сердечник. Для него

$$Z_д=\xi C\frac{h_д}{2\,(l_{mд}+b_{mд})}\,e^{j\psi}. \qquad (4.44)$$

В этой формуле, аналогичной (4.17) для массивного остова, длина линии тока в сердечнике равна его периметру $2(l_{mд}+b_{mд})$, м, а длина силовой линии — высоте сердечника $h_д$, м, т. е.

$$\frac{l_н}{l_i}=\frac{h_д}{2\,(_{mд}+b_{mд})}\,.$$

Сердечник, шихтованный из листов обычной конструкционной стали. Изготовляют его из листов Ст. 2 или Ст. 3 толщиной 1,5—2,0 мм; магнитное сопротивление рассчитывают, как для массивного, но вводят коэффициент 0,35, учитывающий расслоение стали,

$$Z_д=0{,}35\xi C\frac{h_д}{2\,(l_{mд}+b_{mд})}\,e^{j\psi}. \qquad (4.45)$$

Сердечник, шихтованный из электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Для него

$$Z_д=\xi K\frac{h_д}{\mu_п S_{mд}}\,. \qquad (4.46)$$

В этих формулах:

$\xi=0{,}8$ — коэффициент, учитывающий боковое рассеяние на сердечник по высоте в области, занятой катушкой добавочного полюса, если последняя намотана на узкое ребро (наиболее часто встречающееся исполнение);

$S_{mд}=l_{mд}b_{mд}\cdot 0{,}97$ — площадь сечения шихтованного сердечника добавочного полюса, м²;

$h_д, l_{mд}$ и $b_{mд}$ — соответственно высота, длина и ширина сердечника добавочного полюса, м.

При креплении съемного шихтованного полюса внутренним массивным стержнем сечение шихтованной части сердечника сужается. Это учитывают в последней формуле, принимая расчетное сечение $S_{mд}$ равным сечению шихтованной части сердечника в месте установки стержня.

Если катушки добавочных полюсов опираются на врезные латунные угольники, замыкающие между собой листы наконечника добавочного полюса,то магнитное сопротивление части сердечника на участке, равном высоте угольников, рассчитываем, как для массивного участка магнитопровода.

Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и наконечником (башмаком) добавочного полюса. Это сопротивление

$$R_{\delta д}=\frac{\delta_д\kappa_{\delta д}}{\mu_0\,(b_д+2\delta_д)\,(l_д+2\delta_д)}\,, \qquad (4.47)$$

где $\delta_д$ — размер воздушного зазора, м;

$\kappa_{\delta д}$ — коэффициент воздушного зазора;

$b_д$, $l_д$ — ширина и длина башмака (наконечника) добавочного полюса, м;

$\mu_0=0{,}4\pi\cdot 10^{-6}$ — магнитная проницаемость вакуума, Г/м.

Если $l_a<l_д$, в формулу следует подставлять величину l_a.

Магнитное сопротивление второго зазора. Это сопротивление определяется суммой проводимостей потока, проходящего через немагнитную прокладку, и потока, вступающего в остов через боковые поверхности сердечника.

Магнитное сопротивление для бокового потока у основания полюса, учтенное по высоте полюса на расстоянии примерно четырех зазоров,

$$R'_j=\frac{1}{2\lambda'\,\mu_0\,(l_{mд}+b_{mд})}=\frac{28{,}3\cdot 10^4}{(l_{mд}+b_{mд})}\,, \qquad (4.48)$$

где $\lambda'=1{,}41$ — проводимость для бокового потока.

Магнитное сопротивление немагнитной неметаллической прокладки

$$R''_j=\delta_j/(\mu_0\,l_{mд}b_{mд}). \qquad (4.49)$$

Полное сопротивление в этом случае — чисто активное

$$Z_j=R_j=R'_j\,R''_j/(R'_j+R''_j)\,. \qquad (4.50)$$

Если немагнитная прокладка из металла, то ее сопротивление переменного потоку в комплексном виде

$$Z''_j=R''_j\,(b_{mд}/2)\sqrt{\omega\lambda\mu_0}\;e^{\frac{\pi}{4}}\,. \qquad (4.49')$$

Полное сопротивление в этом случае в комплексном виде

$$Z_j=Z'_jZ''_j/(Z'_j+Z''_j). \qquad (4.50)$$

В этих формулах λ — удельная электрическая проводимость материала прокладки, См/м; δ_j — толщина немагнитной проклади, м.

Если, кроме немагнитных прокладок, между остовом и сердечником добавочного полюса есть и магнитные прокладки, то к магнитному сопротивлению полюса прибавляют магнитное сопротивление прокладок, определяемое как магнитное сопротивление массивного элемента (как и в случае главного полюса) по формуле, аналогичной (4.27).

Магнитное сопротивление рассеяния на башмак (и сердечник) главного полюса. Это сопротивление (см. рис. 4.15)

$$Z_р=1/\Lambda_р, \qquad (4.51)$$

где

$$\Lambda_р=2\mu_0\left(\lambda'_р\,\frac{l_д+b_д+l_m}{2}+\lambda''_р\,\frac{l_{mд}+b_{mд}+l_m}{2}\right); \qquad (4.52)$$

$\lambda'_р$ определяют по формуле (4.33); $\lambda''_р$ — по (4.34).

Магнитное сопротивление рассеяния на остов. Это сопротивление (см. рис. 4.15)

$$Z_{ро}=1/\Lambda_{ро}, \qquad (4.53)$$

где

$$\Lambda_{ро}=2\mu_0\,\lambda_{ро}\,\frac{l_{mд}+b_{mд}+l_j}{2}\,; \qquad (4.54)$$

$\lambda'_{ро}$ определяют по формуле (4.35).

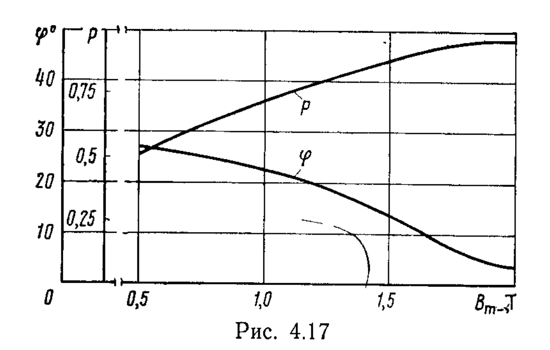


Рис. 4.17

Падение магнитного напряжения в башмаке главного полюса и сопротивление верхнего пояса башмака. В зависимости от степени насыщения стали бо́льшая или меньшая часть н. с. якоря на полюсной дуге затрачивается на проведение переменного потока через башмак.

Для некомпенсированной машины падение магнитного напряжения в башмаке главного полюса выражается комплексом

$$\dot{K} = P\alpha_\delta e^{j\varphi}. \tag{4.55}$$

Величины φ и P определяют по кривым рис. 4.17 в зависимости от постоянной составляющей индукции в сердечнике главного полюса (с учетом потока реакции якоря индукцию в башмаке считаем близкой к индукции в сердечнике главного полюса).

Для компенсированной машины вместо падения магнитного напряжения в башмаке определяют магнитное сопротивление верхнего пояса (см. рис. 4.15), которое затем прибавляют к магнитному сопротивлению рассеяния на рог главного полюса,

$$Z_б = K \frac{b_б}{2\mu_п l_m h_б \cdot 0{,}97}, \tag{4.56}$$

где $2l_m h_б \cdot 0{,}97 = S_б$ — площадь сечения верхнего пояса на пути потока рассеяния, м²;
$h_б$ — высота верхнего пояса башмака, м;
$b_б$ — средняя ширина верхнего пояса, м;
l_m — длина сердечника главного полюса, м.

После нахождения магнитных сопротивлений по (4.32) определяем $\Phi_{к\sim}$.

§ 19.7. Расчет добавочных пульсационных потерь

В [43] рассмотрены следующие основные виды добавочных потерь.

Пульсационные потери в меди обмоток от повышения действующего значения тока могут быть точно рассчитаны:

$$\Delta P_{пм} = \Delta P_{ма\sim} + \Delta P_{мв\sim} = 0{,}5\,(\Delta P_{ма-} k_{ia}^2 + P_{мв-}\, k_{iв}^2) =$$
$$= 0{,}5\,[I_{a\sim}^2 (r_a + r_д + r_{ко}) + I_{в\sim}^2\, r_в], \tag{4.57}$$

где $\Delta P_{ма-}$; $\Delta P_{мв-}$; r_a; $r_д$; $r_{ко}$; $r_в$; k_{ia}; $k_{iв}$ — соответственно потери в меди на постоянном токе, сопротивления обмоток и коэффициенты пульсации тока в цепях якоря и возбуждения главных полюсов.

Потери в проводниках обмоток от вихревых токов создаются пульсирующими магнитными полями и имеют место во всех обмотках машины. Однако в меди обмоток добавочных и главных полюсов они очень незначительны и практически можно определять их только в меди обмотки якоря. Эти потери

$$\Delta P_{в\,ма} = \Delta P_{пм}(k_\Phi - 1) = 0{,}5\, I_{a\sim}^2 r_a (k_\Phi - 1), \tag{4.58}$$

где k_Φ — среднее значение коэффициента Фильда для всего паза, состоящего из m элементарных проводников по высоте, с учетом того, что добавочные потери выделяются только в пазовой части обмотки якоря:

$$k_\Phi = \left\{\left[\varphi(\xi) + \frac{m^2-1}{3}\psi(\xi)\right] - 1\right\} \frac{l_a}{l_s + l_a} + 1. \tag{4.59}$$

Здесь ξ — по (2.142), определяем при $f = 100$ Гц, т. е.

$$\omega = 2\pi f = 628.$$

Функции $\varphi(\xi)$ и $\psi(\xi)$ выражаются так:

$$\varphi(\xi) = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}$$

и

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{\operatorname{sh}\xi - \sin\xi}{\operatorname{ch}\xi + \cos\xi},$$

причем при $0 < \xi < 1$ можно считать:

$$\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45}\xi^4$$

и

$$\psi(\xi) = \frac{1}{3}\xi^4,$$

а при $\xi > 2$ приближенно: $\varphi(\xi) = \xi$ и $\psi(\xi) = 2\xi$.

Потери в стали участков магнитопроводов от пульсации магнитных потоков

$$\Delta P_{пп} = p\omega\Phi_\sim^2 Z \sin\psi,$$

где Z и ψ — соответственно модуль и аргумент комплекса магнитного сопротивления магнитопровода;
p — число пар полюсов машины (вводится потому, что параметры схем замещения относятся к одному полюсу двигателя).

Величины Z и ψ рассчитывают, как указано в предыдущих параграфах настоящей главы. Поток $\Phi_\sim$ устанавливают из схемы замещения магнитной цепи.

Потери в стали от пульсации потока главных полюсов для шунтированной и нешунтированной обмотки возбуждения связаны соотношением

$$\Delta P_{с.\,п.\,г.\,ш} = \Delta P_{с.\,п.\,г}\beta_\sim^2,$$

где $\beta_{\sim} = I_{в\sim}/I_{a\sim}$ — модуль отношения соответствующих амплитуд токов;

$\Delta P_{с.п.г}$ — потери в стали от пульсации потока главных полюсов при отсутствии шунтирования.

При определении потерь в сердечнике добавочного полюса от пульсации потока в нем нужно найти переменную составляющую полного потока, складывающуюся из переменных составляющих коммутирующего потока и всего потока рассеяния добавочного полюса, а при расчете потерь в ярме статора от пульсации потока добавочного полюса следует учесть, что по этому участку магнитопровода замыкаются переменные составляющие коммутирующего потока и потока рассеяния на башмаки главных полюсов.

§ 19.8. Основные принципы проектирования

В общем случае двигатель получается наиболее равномерно нагруженным, если выдерживается так называемое правило «одноомного» двигателя (см. § 2.7). При проектировании двигателей пульсирующего тока применение этого правила оказывается очень уместным. Однако, как уже отмечалось в § 2.7, оно пригодно для двигателей мощностью не более 800—1000 кВт; при более высоких мощностях напряжение должно все более уменьшаться по сравнению с величиной $U \approx I \approx \approx \sqrt{P \cdot 10^3}$, так как легче получить хороший двигатель на большие токи, чем на высокое напряжение.

Из предыдущей главы, где изложена физическая картина явлений в коммутационной зоне при работе на пульсирующем токе, следует, что отставание или даже «опрокидывание» переменной составляющей коммутирующего потока $\Phi_{к\sim}$ тем больше, чем сильнее проявляются переменные составляющие н. с. якоря и потока рассеяния добавочных полюсов. Следовательно, необходимо сколь возможно уменьшать действие этих факторов. Наибольший эффект достигается, если, проектируя тяговый двигатель пульсирующего тока: устанавливать по возможности меньшее номинальное напряжение на зажимах двигателя (наличие трансформатора на электровозе это позволяет); применять компенсационную обмотку.

Понижение номинального напряжения, уменьшая габариты и массу машины, обусловливает при заданной мощности соответственное увеличение тока, делая рациональным применение петлевых обмоток. При простой петлевой обмотке в двигателях большой мощности для ограничения тока в параллельных ветвях следует увеличивать их число, а следовательно, и число полюсов $2p = 2a$.

Несмотря на увеличение числа полюсов, из-за пониженного напряжения потенциальные условия на коллекторе оказываются благоприятными. Уменьшение тока в параллельных ветвях обмотки приводит и к уменьшению н. с. якоря. Кроме того, с увеличением числа полюсов уменьшается длина пути потока добавочных полюсов в остове машины, отчего уменьшается влияние вихревых токов, приводящих к запаздыванию коммутирующего магнитного потока.

Компенсационная обмотка, устраняя искажающее действие н. с. якоря, ограничивает максимальные межламельные напряжения, существенно уменьшая потенциальную напряженность машины. Кроме того, ее наличие снижает н. с. добавочного полюса $F_д = F_{aq} - F_{ко}$, а следовательно, поток его рассеяния, что весьма благоприятно для обеспечения качественной коммутации машины. Представленные на рис. 4.18 векторные диаграммы, рассчитанные для компенсированного и некомпенсированного двигателей, имеющих одинаковые параметры и отличающихся только наличием или отсутствием компенсационной обмотки, показывают, что при наличии последней за счет уменьшения $E_{к\sim}$ небалансная э. д. с. ΔE_2 в коммутируемых секциях может быть получена значительно меньшей, чем небалансная э. д. с. ΔE_1 в некомпенсированном двигателе, что объясняется главным образом меньшей величиной переменной составляющей коммутирующей э. д. с. вследствие меньшей н. с. якоря в зоне коммутации.

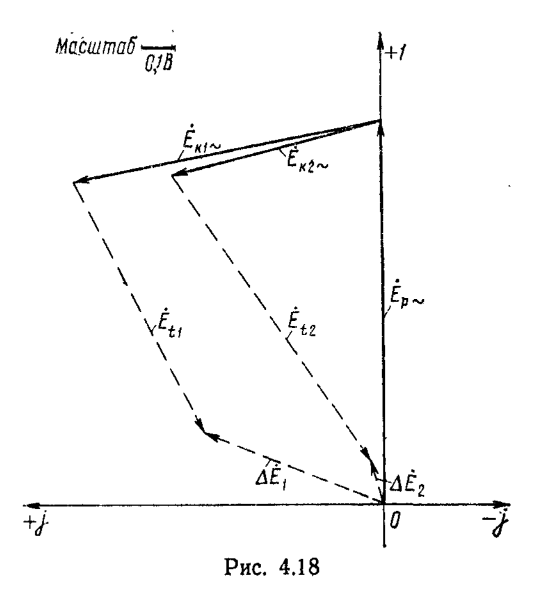


Рис. 4.18

Обратим внимание на некоторые важные моменты, которые нужно учитывать при проектировании компенсационной обмотки, чтобы получить максимальный эффект от ее применения. В [29] показано, что при малом числе пазов на полюс и особенно при малой степени компенсации компенсационной обмоткой поперечной реакции якоря

$$\nu_{ко} = \frac{F_{ко}}{\alpha_\delta F_{aq}}$$

максимальные межламельные напряжения под набегающим краем главного полюса у сбегающего края щетки могут достигать 35—40 В и двигатель получается недостаточно надежным по потенциальным условиям на коллекторе.

Желательно иметь 8—12 пазов на полюс.

Так как двигатель работает и в тяговом, и в тормозном режимах, необходимы одинаковые удовлетворительные потенциальные условия на коллекторе. Для этого общее число проводников обмотки якоря N, число витков компенсационной обмотки на полюс $w_{ко}$ и коэффициент полюсного перекрытия α_δ следует выбирать таким образом, чтобы максимальные межламельные напряжения под набегающим и сбегающим краями главного полюса были примерно одинаковыми или близкими (так как переход от двигательного режима к генераторному соответствует изменению знака поля главных полюсов).

Используя формулу (1.103)

$$e_{\max}=\frac{e_{\text{ср}}}{\alpha_\delta}\cdot\frac{F_{\text{в}}\pm\alpha_\delta F_{aq}\mp F_{\text{ко}}\pm\alpha_\delta F_{aq}\frac{1}{Z_{\text{ко}}}}{F_{\text{в}}},$$

определим для минимальной степени возбуждения $\beta_{\min}$ максимальные межламельные напряжения под набегающим краем (верхние знаки) и под сбегающим краем (нижние знаки) главного полюса. Расчеты показали, что рациональная степень компенсации должна быть $\nu_{\text{ко}} = 1{,}07 \div 1{,}17$, следовательно, величину $\nu_{\text{ко}} = 0{,}85$, рекомендованную в [27], для тяговых электродвигателей следует считать неприемлемой.

Повышение степени компенсации, с одной стороны, приводит к выравниванию межламельных напряжений под главным полюсом, ограничивая их значениями 24—26 В, при которых возникающие на коллекторе вспышки не могут привести к образованию кругового огня. С другой стороны, с постановкой компенсационной обмотки уменьшается необходимая н. с. добавочных полюсов и открывается возможность уменьшившуюся по размерам катушку добавочного полюса разместить у самого якоря, т. е. вернуться к классической конструкции, которая издавна применялась в коллекторных машинах переменного тока. При нижнем расположении катушки добавочного полюса и ее небольшой н. с. в несколько раз уменьшается коэффициент рассеяния добавочного полюса, что еще в большей мере уменьшает его н. с.

Становится возможным, выполняя катушки добавочного полюса и компенсационной из меди одного и того же сечения, рассматривать их как одно целое (рис. 4.19). Этим упрощается технология изготовления самих катушек на одном приспособлении и сборка остова, а также

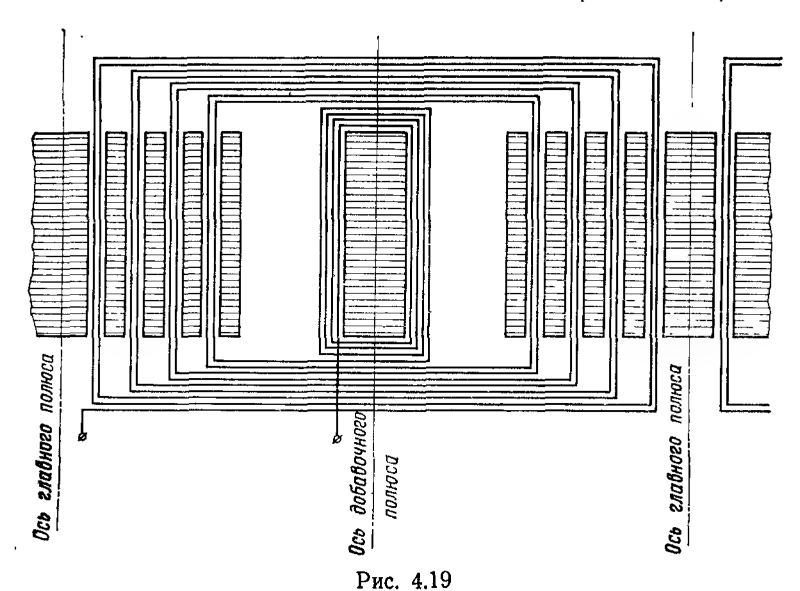


Рис. 4.19

устраняются межкатушечные соединения, что повышает надежность работы двигателя. Это исполнение предложено инженерами Иванченко Н. К., Науменко В. И. и Ткачевым Н. Н.

§ 19.9. Способ эффективного улучшения коммутации

Наиболее напряженными как по условиям протекания токовых переходных процессов, так и по собственно коммутации являются режимы, когда тяговый двигатель работает с наименьшей степенью возбуждения, когда реактивная э. д. с. значительно возрастает по сравнению с номинальным возбуждением (см. § 4.1), т. е. необходимо рассматривать, например, работу в точке *2*, а не в точке *1*, (рис. 4.20). Изложенные выше мероприятия, оказывая благоприятное воздействие на значение и фазу переменной составляющей коммутирующей э. д. с. $E_{\text{к}\sim}$ все же недостаточны, так как $E_{\text{к}\sim}$ значительно меньше переменной составляющей реактивной э. д. с. $E_{r\sim}$ и требуются специальные меры для улучшения коммутации.

Конструкция частично расслоенного остова (см. рис. 4.10) неприемлема из-за быстрого насыщения шихтованной части потоком главных полюсов; в номинальном режиме индукция в шихтованной части вдвое выше, чем в массивной; магнитная цепь добавочных полюсов из-за этого участка остова оказывается насыщенной даже на постоянном токе в номинальном режиме. Поэтому рассмотрение этой конструкции, сделанное ранее, имеет лишь теоретическое значение.

Различные виды шихтованных вставок и мостиков, если они не изолированы в магнитном отношении от потока главных полюсов и могут им насыщаться, неприемлемы, так как их насыщение потоком главных полюсов, как и в предыдущем случае, не позволит получить $E_{\text{к}\sim}$, способную по величине и фазе компенсировать $E_{r\sim}$.

При полностью расслоенном остове (и добавочных полюсах) из-за обязательного определенного насыщения спинок статора и ротора, несмотря на уменьшение угла запаздывания $\psi_{\text{к}}$ (см. рис. 4.4), не может быть достигнута точная взаимная компенсация $E_{r\sim}$ и $E_{\text{к}\sim}$.

Но если для прохождения переменной составляющей коммутирующего потока создать обособленный путь из шихтованных элементов (мостиков, вставок и т. п.), который не зависел бы от потока главных полюсов и не насыщался им (см. рис. 4.11), или сделать такую полностью шихтованную идеальную магнитную систему, в которой из-за чрезмерного увеличения магнитных сечений насыщение не будет иметь места, то полная взаимная компенсация $E_{r\sim}$ и $E_{\text{к}\sim}$ возможна только при отсутствии трансформаторной э. д. с., для чего в двигателе

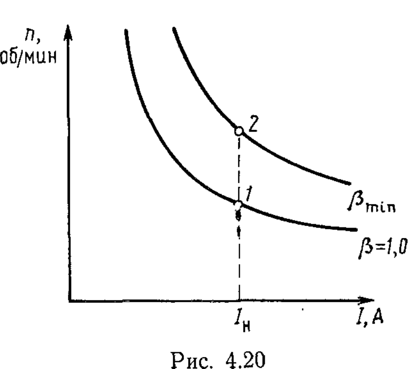


Рис. 4.20

последовательного возбуждения необходимо относительно глубокое активное шунтирование, до $\beta_н = 0{,}90 \div 0{,}85$, а это невозможно, так как при таком глубоком активном шунтировании резко возрастут броски тока при переходных режимах. Если тяговый двигатель предназначен для работы с глубоким ослаблением возбуждения, например, по постоянным составляющим токов до $\beta_{min} = 0{,}3 \div 0{,}35$, как это имеет место на отечественных электровозах, то степень возбуждения, соответствующая постоянному активному шунтированию, не должна быть менее $\beta_н = 0{,}96 \div 0{,}98$. Но тогда, несмотря на идеальную взаимную компенсацию $E_{r\sim}$ и $E_{к\sim}$ за счет усложнения и удорожания конструкции двигателя, он будет искрить из-за трансформаторной э. д. с. E_t, которая при $\beta_н = 0{,}96 \div 0{,}98$, может достигать больших значений [50].

Таким образом, тяговый двигатель нельзя рассматривать в отрыве от схемы, в которой он работает. Влияние способа ослабления возбуждения подробно рассмотрено в [48], где показано, что заманчивая идея отказаться от постоянного активного шунтирования неприемлема из-за большой трансформаторной э. д. с., особенно на полном возбуждении.

На зарубежных локомотивах все же иногда встречается такое решение, как полностью шихтованный остов и только активное шунтирование. Это оказывается возможным на локомотивах с высоковольтным регулированием трансформатора, но при этом не применяют глубоких ослаблений возбуждения (наименьшая степень возбуждения по постоянным составляющим токов $\beta_{min} \geqslant 0{,}5$). При высоковольтном регулировании реактанц трансформатора приблизительно в 1,5 раза выше, чем при низковольтном (применяемом на отечественных электровозах), что снижает по величине и задерживает по времени броски тока при переходных режимах.

Эффективное улучшение коммутации может быть получено на основе того отмеченного выше обстоятельства, что трансформаторная э. д. с. E_t имеет ориентацию, противоположную переменной составляющей реактивной э. д. с. $E_{r\sim}$. Для этого необходимо рационально увеличивать переменную составляющую потока главных полюсов $\Phi_{в\sim}$, увеличивая соответственно переменную составляющую тока возбуждения $I_{в\sim}$.

Пользуясь изложенным выше методом расчета магнитных сопротивлений переменным составляющим потоков главных и добавочных полюсов, Г. В. Василенко исследовал возможность получения трансформаторной э. д. с. E_t оптимальной величины и ориентации для уменьшения результирующей несбалансированной э. д. с. ΔE за счет изменения индуктивного и активного сопротивлений переменной составляющей тока шунта в регулируемой шунтирующей цепи. При этом также определялась оптимальная величина постоянного шунтирования активным сопротивлением. Исследование проведено применительно к двигателю НБ-420А при включении по схеме рис.4.6 для режима работы в точке *2* (см. рис. 4.20) ($\beta_н = 0{,}97$ при общей степени возбуждения по постоянным составляющим $\beta_{min} = I_{в-}/I_{a-} = 0{,}35$). Значения изменяемых активных $R_{ш2}$ и индуктивных $X_{L(ш)}$ сопротивлений регулируемой шунтирующей цепи выражены в долях соответственно активного и индуктивного сопротивлений обмотки главных

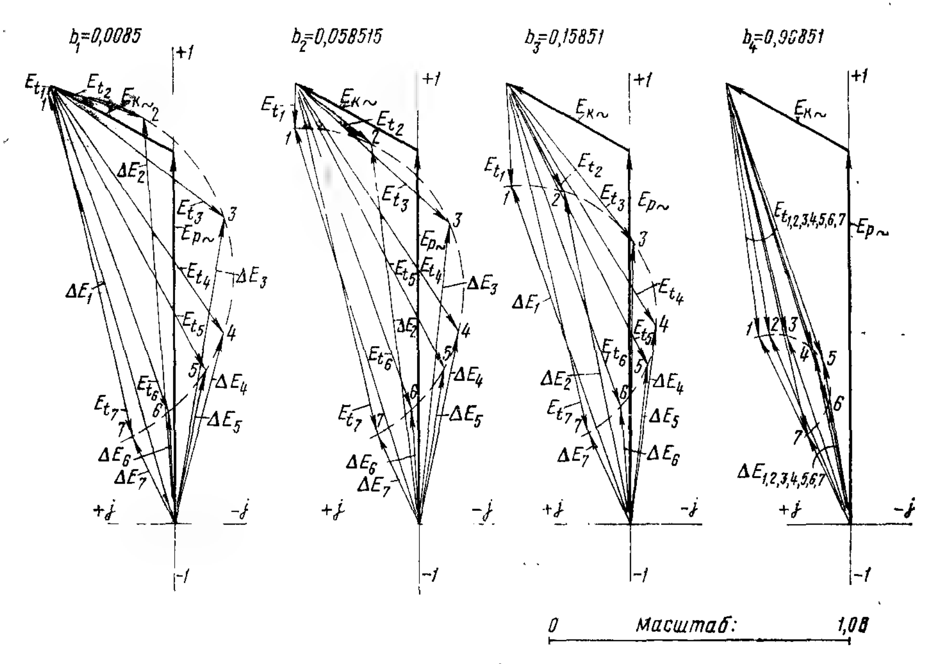


Рис. 4.21

полюсов [другими словами, от действительной $R_{a\,(в)}$ и мнимой $X_{L(в)}$ частей комплексного сопротивления $Z_в$ уравнения (4.13)]:

$$\frac{R_{ш2}}{R_{a\,(в)}} = b \quad \text{и} \quad \frac{X_{L\,(ш)}}{X_{L\,(в)}} = \frac{L_ш}{L_в} = a.$$

Эти отношения изменялись в весьма широких пределах.

Здесь приведены результаты анализа режимов при:

$$a_1 = 0;\quad a_2 = 0{,}12;\quad a_3 = 0{,}355;\quad a_4 = 0{,}816;\quad a_5 = 1{,}192,\quad a_6 = 2{,}45;$$
$$a_7 = 9{,}7;\quad b_1 = 0{,}0085;\quad b_2 = 0{,}058515;\quad b_3 = 0{,}15851;\quad b_4 = 0{,}90851.$$

Результаты расчетов представлены векторными диаграммами на рис. 4.21. Для построения их по изложенной выше методике были определены величины и фазы векторов $E_{r\sim}$, $E_{к\sim}$ и E_t.

Из рассмотрения векторных диаграмм рис. 4.21 следует, что изменение индуктивности шунтирующей цепи (параметра *a*) вызывает весьма существенное изменение трансформаторной э. д. с. E_t и соответственно несбалансированной э. д. с. ΔE (индексы при величинах E_t и ΔE соответствуют индексам при *a*). Причем получается четкая закономерность в ориентации векторов E_t и ΔE: концы их (точки *1*, *2*, *3*, *4*, *5* и т. д.) располагаются в зависимости от *a* закономерно, по определенным окружностям.

Обычно активное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи незначительно и определяется в основном сопротивлением меди

обмотки шунта и регулируемым активным сопротивлением, так как сердечник индуктивного шунта выполняют шихтованным из трансформаторной стали толщиной 0,35 мм, и потери в стали от переменной составляющей тока шунта малы. Поэтому представляют интерес результаты, полученные при малых значениях b.

Рассмотрим векторную диаграмму рис. 4.21 при $b = 0{,}0085$, что соответствует случаю, когда активное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи определяется только регулируемым омическим сопротивлением, включенным в эту цепь при $\beta_{min} = I_{в-}/I_{a-} = 0{,}35$. Если при чисто активном шунтировании ($a_1 = 0$, вектор *1*) небалансная э. д. с. $\Delta E_1 = 1{,}5$ В, то с введением индуктивности в регулируемую шунтирующую цепь небалансная э. д. с. уменьшается и при индуктивности, соответствующей $a_6 = 2{,}45$, снижается до $\Delta E_6 = 0{,}38$ В, т. е. в 3,95 раза.

При такой небалансной э. д. с. двигатель может работать без искрения. Отметим, что при дальнейшем увеличении индуктивности до $a_7 = 9{,}79$ небалансная э. д. с. уменьшается незначительно. Поэтому индуктивность шунта, соответствующую $a_6 = 2{,}45$, следует считать оптимумом для данного двигателя. Для тяговых двигателей других параметров оптимум может быть другим и устанавливается аналогичными расчетами. Индуктивные шунты на электровозах, обеспечивающие благоприятное протекание токовых переходных процессов, имеют индуктивность по переменной составляющей тока, соответствующую $a = \frac{X_{L(ш)}}{X_{L(в)}} = 2 \div 5$. Повторение подобных расчетов для $a_6 = 2{,}45$ и $b = 0{,}0085$ при различном постоянном активном шунтировании цепи возбуждения: $\beta_{н1} = 0{,}94$; $\beta_{н2} = 0{,}96$; $\beta_{н3} = 0{,}97$; $\beta_{н4} = 0{,}98$; $\beta_{н5} = 0{,}99$; $\beta_{н6} = 1{,}0$ позволило построить векторную диаграмму (рис. 4.22), из которой следует, что концы векторов (точки *1*, *2*, *3*, *4*, *5* и *6*) также расположены по некоторой окружности, и оптимальное постоянное активное шунтирующее сопротивление, обеспечивающее минимальное значение нескомпенсированной э. д. с. ΔE_4, определяется значением около $\beta_{н4} = 0{,}98$) (ΔE уменьшается с 0,38 В при $\beta_н = 0{,}97$ до 0,25 — 0,28 В при $\beta_н = 0{,}98$). (Теоретический оптимум, как и при рассмотренном выше изменении индуктивностей, находится соединением центра координат с центром окружности.)

Итак, изложенный способ улучшения коммутации действует автоматически и, являясь весьма эффективным, позволяет применять обычные тяговые двигатели с массивным остовом без усложнения конструкций; при этом схема включения на электровозе ограничивает броски тока при переходных режимах.

В заключение отметим, что с переходом в перспективе к опорно-рамному подвешиванию с ростом мощностей тяговых двигателей все заманчивее применить тяговый двигатель с полностью шихтованным остовом. Отмеченные выше недостатки исчезнут, если будет создана такая автоматика в схеме защиты электровоза, что постоянное активное шунтирование будет автоматически отключаться в начале токового переходного процесса и восстанавливаться при его окончании. В теоретическом отношении это будет идеальное решение, так как при этом условии в тяговом двигателе с полностью шихтованным остовом будет до минимума сведено действие вихревых токов как при токовых переходных режимах, так и при работе в стационарном режиме на пульсирующем токе. Однако в настоящее время стадия разработки подобных схем автоматики еще не доведена до промышленного применения на электровозах.

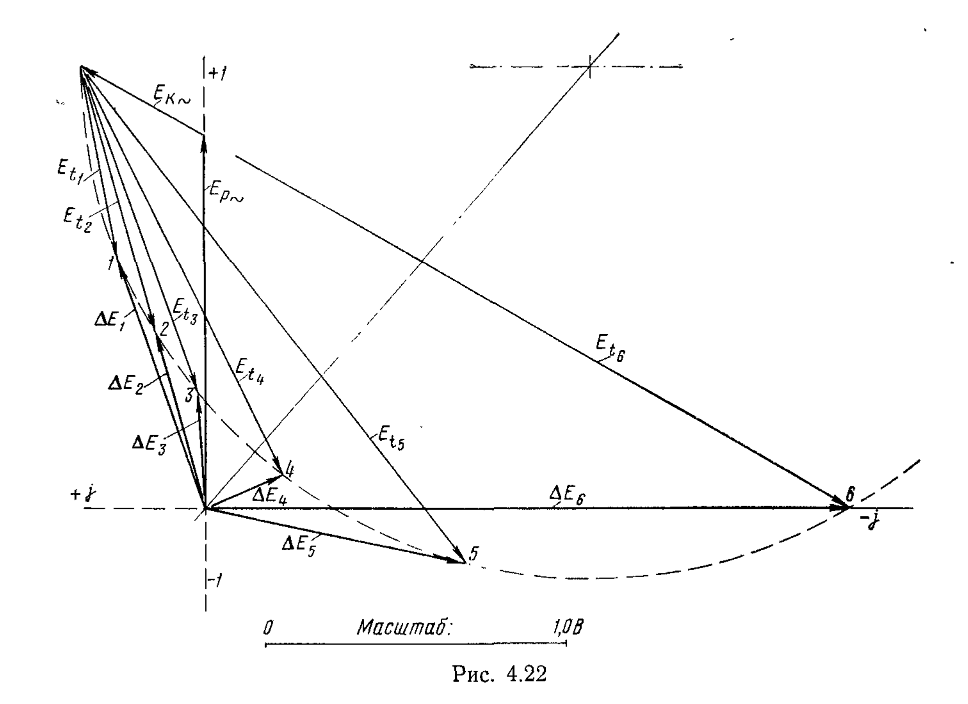


Рис. 4.22

Глава 20

ПРИМЕР РАСЧЕТА ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ПУЛЬСИРУЮЩЕГО ТОКА

§ 20.1. Общие замечания и исходные данные

В предыдущих главах были показаны зависимости между основными параметрами тягового двигателя, однако пользоваться ими можно лишь в качестве первого ориентировочного приближения, так как при проектировании двигателя такие определяющие размеры, как диаметр якоря, его длина, а также число полюсов и др. выбирают не только по этим общим рекомендациям.

В каждом конкретном случае, прежде всего в зависимости от назначения двигателя и основных условий задания на проектирование, устанавливают главные особенности и важнейшие условия, которые необходимо удовлетворить. Сообразно с этим устанавливают основное направление проектирования и главные

размеры. При этом оказывают влияние возможности конструктивного исполнения, уровень технологии и возможности производства.

Тяговые двигатели чехословацкой постройки выполнены, например, с опорно-рамной подвеской такой конструкции, что вал, передающий вращающий момент на колесную пару, проходит внутри якоря двигателя. Вследствие этого двигатель выполнен с относительно большим диаметром якоря, чем в случае опорно-осевой подвески. Одновременно этим достигается меньшая реактивная э. д. с. Необходимость развить поверхность коллектора и ограничение по ширине колеи также могут принудить к переходу на больший диаметр якоря. Большое соотношение максимальной и номинальной скоростей локомотива из-за ограничения максимальной окружной скорости коллектора 50—55 м/с не позволяет проектировать двигатель высокоскоростным и т. д. Таким образом, в каждом конкретном случае можно выбрать наиболее целесообразное направление проектирования.

В связи с тем, что увеличение провозной способности требует повышения давления оси на рельс до 27 тс и более при одновременном увеличении максимальной скорости грузовых поездов до 130 км/ч, необходимо применение опорно-рамной подвески, при которой из-за увеличенного клиренса ограничивающими факторами являются диаметр большого зубчатого колеса, число его зубьев и централи, т. е. в этом случае максимально возможное передаточное число будет определять выбор параметров двигателя.

Сам по себе процесс расчета и проектирования тягового двигателя, как уже отмечалось, можно сравнить с решением одного уравнения со многими неизвестными. Некоторые из этих неизвестных принимают, определяя остальные, проверяя и анализируя полученные параметры, добиваясь того, чтобы как принятые, так и найденные удовлетворяли заданию на проектирование двигателя. Эту процедуру выполняют несколько раз, последовательно приближаясь к оптимальному решению.

Обычно проектирование ведут так: по первому предварительному расчету делают в такой же степени приближенные чертежи (эскиз магнитной системы, продольный и поперечный разрезы). Затем уточняют расчет по чертежу, чертеж по расчету и т. д. Пока определится лучшее решение, приходится рассчитывать много (иногда, в особенно трудных случаях, два-три десятка) вариантов двигателя.

В качестве примера приводим расчет окончательного варианта одного из типов двигателей, которые могут быть применены на электровозах с перспективными параметрами. Рассмотрение предварительных и промежуточных вариантов здесь не дано, поэтому приведенный расчет носит характер поверочного.

Проектное задание

Номинальный расчетный режим	продолжительный
Мощность на валу, не менее	$P_\infty = 1000$ кВт
Напряжение на зажимах	$U = 1000$ В
Тяговое усилие одной оси, не менее	$F_\infty = 6900$ кгс
Напряжение изоляции относительно земли	$U_c = 1000$ В
Максимальная скорость электровоза	$v_{max} = 125$ км/ч
Тяговое усилие одной оси при максимальной скорости, не менее	$F_{v\,max} = 2000$ кгс
Изоляция обмоток якоря, компенсационной и добавочных полюсов	полиамидная класса H
Изоляция обмотки главных полюсов	«Монолит-2» класса F
Максимальная окружная скорость коллектора, не более	55 м/с
Коэффициент пульсации тока:	
в номинальном режиме	$\kappa_i = 0{,}25$
в режиме v_{max}, β_{min}	$\kappa_i = 0{,}30$
Вентиляция	независимая аксиальная
Диаметр ведущего колеса по кругу катания бандажей:	
нового	$D'_б = 1250$ мм
среднеизношенного	$D_б = 1200$ »
Подвеска	опорно-рамная с шатунно-шарнирным механизмом для передачи вращающего момента
Передача	односторонняя, прямозубая
Модуль зацепления	$m = 14$ мм

Для повышения потенциальной устойчивости двигателя необходимо предусмотреть компенсационную обмотку.

После предварительных расчетов и анализа вариантов с $2p = 4$, $2p = 6$ и $2p = 8$ принято шестиполюсное исполнение. Основные соображения в пользу $2p = 6$ следующие: при относительно невысоком заданном напряжении на зажимах номинальный ток (постоянная составляющая) получается относительно большим для $2p = 4$:

$$I_{a\infty} = \frac{P_\infty}{U\eta_д} = \frac{1000 \cdot 10^3}{1000 \cdot 0{,}93} \approx 1080 \text{ А}$$

(здесь $\eta_д = 0{,}93$ — предварительно принятый к. п. д. двигателя); двигатель получается меньшей массы и габарита при $2p = 6$, чем при $2p = 4$; шестиполюсное исполнение более благоприятно и по коммутации при работе на пульсирующем токе (см. § 19.8).

Последнее обусловлено, в частности, тем, что остов двигателя намечено выполнить массивным, нешихтованным, а при $2p = 6$ меньше расстояние между осевыми линиями смежных полюсов, т. е. меньше путь (в $1\,^1/_2$ раза), по которому замыкается поток добавочного полюса, и поэтому слабее влияние вихревых токов на протекание коммутационного процесса и тем, что меньше н. с. якоря.

От восьмиполюсного исполнения отказываемся потому, что в этом случае для создания благоприятных потенциальных условий пришлось бы увеличивать диаметр коллектора, что вызвало бы затруднения с размещением двигателя в отведенном габарите, так как ограничение по максимальной окружной скорости коллектора вынуждает проектировать машину тихоходной.

Учитывая заданное высокое использование мощности при высоких скоростях, уделяем особое внимание тому, чтобы реактивная э. д. с. не получалась высокой, так как чем ниже реактивная э. д. с., тем легче ее скомпенсировать полем добавочного полюса и тем меньше ухудшается коммутация при переходе на питание пульсирующим током. Как известно, реактивная э. д. с. снижается с увеличением диаметра якоря. На электровозе ВЛ80 тяговый двигатель НБ-418К мощностью около 740 кВт ($D_a = 660$ мм) имеет весьма напряженную коммутацию. Учитывая это, а также исходя из того, что в нашем случае задана большая мощность и расширен диапазон ее повышенного использования по скорости и току, принимаем диаметр якоря двигателя относительно бо́льшим — $D_a = 740$ мм.

При заданной максимальной скорости электровоза передаточное число ограничивается в основном допускаемой максимальной окружной скоростью коллектора (при максимальной скорости электровоза в эксплуатации). Если у двигателей постоянного тока диаметр коллектора составляет примерно 0,9 диаметра якоря, то у двигателей пульсирующего тока вследствие пониженного напряжения возможно и целесообразно уменьшать диаметр коллектора, выдерживая соотношение $D_к \approx 0{,}8\,D_a$. Графические выяснения и конструкторские проработки показали, что наименьший диаметр рабочей поверхности коллектора целесообразен $D_к = 580 \div 590$ мм. Принят $D_к = 580$ мм.

Передаточное число можно выразить на основании (2.1)

$$\mu = D_б n_\infty/(5{,}3 v_\infty).$$

Выражая частоту вращения в продолжительном режиме $n_\infty = n_{max}\dfrac{v_\infty}{v_{max}}$, частоту вращения при максимальной скорости электровоза по (2.14) $n_{max} = \dfrac{v_{к\,max}\cdot 60}{\pi D_к}$, находим

$$\mu = \frac{D_б n_{max} v_\infty}{5{,}3\cdot v_\infty v_{max}} = \frac{D_б v_{кmax}\cdot 60}{5{,}3\pi D_к v_{max}}.$$

Задавая максимальную окружную скорость коллектора $v_{кmax} = 50$ м/с при среднеизношенных бандажах, получаем

$$\mu = \frac{1{,}2\cdot 50\cdot 60}{5{,}3\pi\cdot 0{,}58\cdot 125} = 2{,}98.$$

Геометрический и прочностной расчеты, выходящие за рамки настоящего пособия, показали, что для работы в заданных условиях односторонней зубчатой передачи модуль зацепления должен быть не менее 14 мм, при этом, чтобы обеспечивался клиренс по кожуху зубчатой передачи не менее 140 мм, число зубьев большого зубчатого колеса не должно быть более $Z = 65$. Следовательно, число зубьев шестерни

$$z = \frac{Z}{\mu} = \frac{65}{2{,}98} = 21{,}8.$$

Принимаем $z = 22$. Тогда передаточное число $\mu = Z/z = 2{,}95$. Максимальная окружная скорость коллектора при среднеизношенных бандажах

$$v_{кmax} = \frac{5{,}3\pi\mu D_к v_{max}}{D_б\cdot 60} = \frac{5{,}3\pi\cdot 2{,}95\cdot 0{,}58\cdot 125}{1{,}2\cdot 60} = 49{,}5 \text{ м/с}.$$

При этом сохраняется возможность повышения максимальной скорости электровоза до 130 км/ч, так как окружная скорость коллектора не будет превосходить 55 м/с. Централь с учетом коррекции

$$Ц = \frac{m}{2}(z+Z)+m = \frac{14}{2}(22+65)+14 = 623 \text{ мм}.$$

Если задать максимальную окружную скорость предельно допустимую $v_{к\,max} = 55$ м/с, то получим $\mu = \dfrac{Z}{z} = \dfrac{65}{20} = 3{,}25$ и меньшую централь $Ц = \dfrac{14}{2}\times (20+65)+14 = 609$ мм. В этом случае пришлось бы уменьшить диаметр якоря до $D_a = 710$ мм и, как показали проделанные расчеты, реактивная э. д. с. получается выше, чем в выбранном варианте, в чем можно убедиться, выполнив расчеты, аналогичные здесь излагаемым. Таким образом, в нашем случае ограничивающим фактором является централь.

Устанавливаем исходные данные для электромагнитного расчета.

Скорость электровоза в продолжительном режиме

$$v_\infty = \frac{367 P_\infty}{F_\infty}\eta_з = \frac{367\cdot 1000}{6900}0{,}975 = 52 \text{ км/ч},$$

где $\eta_з = 0{,}975$ — к. п. д. одноступенчатой зубчатой передачи (приложение 7).

Частота вращения якоря в продолжительном режиме

$$n_\infty = \frac{5{,}3\mu v_\infty}{D_б} = \frac{5{,}3\cdot 2{,}95\cdot 52}{1{,}2} = 677 \text{ об/мин},$$

принято $n_\infty = 675$ об/мин, что соответствует $v_\infty = 51{,}8$ км/ч. Вращающий момент в продолжительном режиме (1.22).

$$M_\infty = 974\frac{P_\infty}{n_\infty} = 974\frac{1000}{675} = 1445 \text{ кгс}\cdot\text{м}.$$

Окружная скорость якоря в продолжительном режиме

$$v_{a\infty} = \frac{\pi D_a n_\infty}{60} = \frac{\pi\cdot 0{,}74\cdot 675}{60} = 26{,}2 \text{ м/с}.$$

Окружная скорость коллектора в продолжительном режиме

$$v_{к\infty} = \frac{\pi D_к n_\infty}{60} = \frac{\pi\cdot 0{,}58\cdot 675}{60} = 20{,}5 \text{ м/с}.$$

Частота перемагничивания в продолжительном режиме

$$f_\infty = \frac{p n_\infty}{60} = \frac{3\cdot 675}{60} = 33{,}8 \text{ Гц}.$$

Максимальная частота вращения якоря (при среднеизношенных бандажах)

$$n_{max} = n_\infty\frac{v_{max}}{v_\infty} = 675\frac{125}{51{,}8} = 1630 \text{ об/мин}.$$

Максимальная окружная скорость якоря (при среднеизношенных бандажах)

$$v_{amax} = v_{a\infty}\frac{n_{max}}{n_\infty} = \frac{5{,}3\pi\mu D_a v_{max}}{D_б\cdot 60} = 26{,}2\frac{1630}{675} = \frac{5{,}3\cdot 2{,}95\cdot 0{,}74\cdot 125\pi}{1{,}2\cdot 60} = 63{,}2 \text{ м/с}.$$

Максимальная частота перемагничивания

$$f_{max} = \frac{p n_{max}}{60} = \frac{3\cdot 1630}{60} = 81{,}5 \text{ Гц}.$$

Выполняя дальнейший расчет в номинальном продолжительном режиме, индекс ∞ для величин этого режима будем опускать.

§ 20.2. Расчет активного слоя якоря

Полюсное деление по якорю (1.5)

$$\tau = \frac{\pi D_a}{2p} = \frac{\pi\cdot 740}{6} = 387 \text{ мм}.$$

Обмотка якоря принята простая петлевая равносекционная с уравнительными соединениями 1-го рода, т. е. $2a = 2p = 6$. Число витков в секции якоря $w_c = 1$.

Среднее межламельное напряжение намечаем в пределах $e_{ср} = 15 \div 18$ В; число коллекторных пластин (2.9)

$$K = \frac{2pU}{e_{ср}} = 330 \div 400$$

и коллекторное деление, которое не должно быть менее $t_к = 4{,}0$ мм, получается

$$t_к = \frac{\pi D_к}{K} = 4{,}35 \div 5{,}5 \text{ мм}.$$

Число коллекторных пластин на паз выбирают в зависимости от напряжения (см. § 7.3). При $U = 1000$ В $u_к = 3$ или 4. При малом $u_к$ и, следовательно, большем числе пазов зубцовый слой якоря загружается более равномерно и лучше используется по нагреву, хотя увеличивается количество корпусной изоляции. В данном случае этого опасаться не следует, так как применяется полиамидная пленка толщиной 40—50 мк, можно принять $u_к = 3$ (6 активных проводников в пазу). При этом благоприятно то, что уменьшаются реактивная э. д. с. и ширина зоны коммутации, что позволяет иметь бо́льшую величину α_δ.

Число пазов Z необходимо выбирать так, чтобы получалось оптимальное число проводников обмотки якоря.

При малом числе проводников повышаются средние межламельные напряжения, уменьшается тепловая нагрузка якоря, снижается реактивная э. д. с., уменьшается искажающее действие н. с. якоря, но увеличивается магнитный поток, растут габариты и масса машины. При большом числе проводников уменьшаются магнитный поток, габариты и масса, но увеличиваются тепловая нагрузка якоря, реактивная э. д. с. и, хотя средние межламельные напряжения уменьшаются, увеличивается н. с. якоря и ее искажающее действие, что, в конечном счете, может ухудшить потенциальные условия на коллекторе. При наличии же компенсационной обмотки, как в нашем примере, число проводников якоря нужно увязать с рациональным исполнением компенсационной обмотки, числом витков $w_{ко}$ и числом пазов $Z_{ко}$ компенсационной обмотки на полюсе. Н. с. компенсационной обмотки должна так компенсировать н. с. якоря, чтобы межламельные напряжения под набегающим и сбегающим краями главного полюса отличались незначительно. В случае неудовлетворительной компенсации компенсационная обмотка, плохо предохраняя машину от круговых огней на коллекторе, является узлом, усложняющим конструкцию и увеличивающим аварийность в эксплуатации. Для ряда значений пазов якоря ($Z = 111$; 117; 123; 129), для нескольких значений числа витков и пазов компенсационной обмотки ($Z_{ко} = 6$; 8; 10; $w_{ко} = 6$; 8; 10; 12 на полюс) при различных значениях полюсного перекрытия α_δ были выполнены расчеты магнитной цепи и коммутации, а также тепловые расчеты. Выбираем как наиболее рациональный вариант $Z = 123$ при $u_к = 3$. (При меньшем числе пазов возрастает магнитный поток, при большем — менее благоприятной становится кривая распределения межламельных напряжений.) При этом получаем: число коллекторных пластин $K = u_к Z = 3 \cdot 123 = 369$; число проводников обмотки якоря $N = 2u_к Z = 2 \cdot 3 \cdot 123 = 738$.

[Расчеты, проделанные для близкого числа проводников обмотки якоря при $Z = 92$ и $u_к = 4$ ($N = 2 \cdot 4 \cdot 92 = 736$; $K = 4 \cdot 92 = 368$), показали, что увеличение объема тока в пазу неблагоприятно сказывается на нагревании и коммутации; относительно увеличиваются реактивная э. д. с. и ширина коммутационной зоны. Последнее заставляет уменьшать полюсное перекрытие α_δ, чтобы предотвратить проникновение потока главных полюсов в коммутационную зону; уменьшение же α_δ ухудшает использование машины.] Применяем расположение проводников в пазу якоря плашмя (рис. 4.23), позволяющее по сравнению с вертикальным повысить примерно на 15% мощность (при том же нагреве). Для снижения реактивной э. д. с. паз якоря не должен быть очень глубоким, поэтому выбран проводник (по ГОСТ 434—71) $h_{пр} \times b_{пр} = 4{,}5 \times 6{,}3$ мм сечением $q_a = 27{,}49$ мм². Толщина межламельной изоляции $\Delta_{из} = 1{,}2$ мм.

Среднее межламельное напряжение

$$e_{ср} = \frac{2pU}{K} = \frac{6 \cdot 1000}{369} = 16{,}3 \text{ В}.$$

Коллекторное деление

$$t_к = \frac{\pi D_к}{K} = \frac{\pi \cdot 580}{369} = 4{,}94 \text{ мм}.$$

Ток параллельной ветви обмотки якоря

$$i_a = \frac{I_a}{2a} = \frac{1080}{6} = 180 \text{ А}.$$

Линейная нагрузка якоря (см. § 2.2)

$$A = \frac{i_a N}{\pi D_a} = \frac{180 \cdot 738}{\pi \cdot 74} = 572 \text{ А/см}.$$

Плотность тока в проводнике обмотки якоря

$$j_a = \frac{i_a}{q_a} = \frac{180}{27{,}49} = 6{,}54 \text{ А/мм}^2.$$

Тепловой фактор якоря (см. § 2.2)

$$Aj_a = 572 \cdot 6{,}54 = 3750.$$

Н. с. якоря на полюсном делении (2.165)

$$F_{aq} = A\frac{\tau}{2} = 572\frac{387}{2} \approx 11\,100 \text{ А}.$$

Приведенное к одному полюсу число витков обмотки якоря (2.167)

$$w'_a = \frac{N}{8ap} = \frac{738}{8 \cdot 3 \cdot 3} = 10{,}25.$$

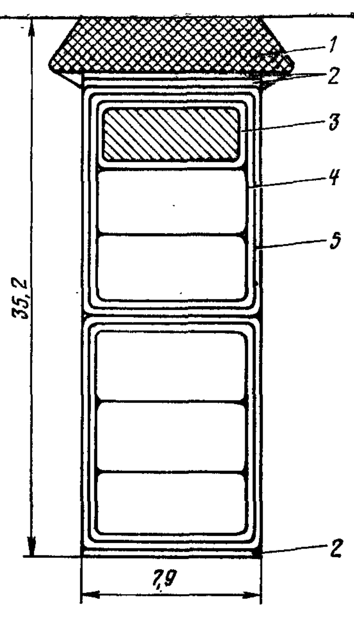


Рис. 4.23

Параметры обмотки якоря:
результирующий шаг обмотки по элементарным пазам или шаг по коллекторным делениям (2.56) $y_к = 1$;
первый шаг по реальным пазам

$$y_{z1} = \frac{Z}{2p} = \frac{123}{6} = 20{,}5;$$

принято $y_{z1} = 20$;
второй шаг по реальным пазам (2.62)

$$y_{z2} = y_{z1} - \frac{1}{u_к} = 20 - \frac{1}{3} = 19{,}67;$$

первый частичный шаг по элементарным пазам (в коллекторных делениях) (2.57)

$$y_1 = y_{z1} u_к = 20 \cdot 3 = 60;$$

второй частичный шаг по элементарным пазам (в коллекторных делениях) (2.60)

$$y_2 = y_1 - 1 = 60 - 1 = 59.$$

Укорочение по пазам $\varepsilon_п = 1/2$.
Укорочение по коллекторным пластинам

$$\varepsilon_к = K/2p - y_1 = 369/6 - 60 = 1{,}5.$$

Применены уравнители первого рода, расположенные со стороны коллектора. Число уравнителей на паз $u_у = 2$. Шаг уравнителей по коллектору (2.77)

$$y_у = \frac{K}{p} = \frac{369}{3} = 123.$$

Сечение меди уравнителя по (2.79)

$$q_у=(0,1\div0,15)\frac{u_к}{u_у}q_a=(0,1-0,15)\frac{3}{2}27,49=4,1-6,2\text{ мм}^2.$$

По ГОСТ 434—71 выбран проводник 1,32×5,0 мм сечением $q_у$ = 6,385 мм².

Заполнение паза якоря (см. рис. 4.23)

Ширина, мм

Медь	6,30
Изоляция проводника *3*—лента полиамидная толщиной 0,05 мм, один слой вполуперекрышу 0,05×2×2×1	0,20
Изоляция пакета (корпусная) *4*—лента полиамидная толщиной 0,05 мм, четыре слоя вполуперекрышу 0,05×2×2×4	0,80
Изоляция покровная *5* — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×1×2	0,20
Зазор на укладку	0,25
Ширина паза в свету $b_п$	7,75
Припуск на штамповку	0,15
Ширина паза в штампе $b'_п=b_п+0,15$	**7,9**

Высота, мм

Медь 4,5×6	27,00
Изоляция проводника (витковая) *3* — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, один слой вполуперекрышу 0,05×2×2×6	1,20
Изоляция пакета *4* — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, четыре слоя вполуперекрышу 0,05×2×2×4×2	1,60
Изоляция покровная *5* — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×1×2×2	0,40
Прокладки *2* толщиной по 0,3 мм, две под клин и одна на дно паза 0,3×3	0,90
Клин *1*	4,00
Высота паза в свету h_z	35,1
Высота паза в штампе $h'_z=h_z+0,1=35,1+0,1$	35,2

Отношение $\frac{h'_z}{b'_п}=\frac{35,2}{7,9}=4,46$

Геометрия зубца (рис. 4.24) следующая:

Зубцовый шаг по поверхности якоря

$$t_1=\frac{\pi D_a}{Z}=\frac{\pi\cdot740}{123}=18,9\text{ мм}.$$

Ширина головки зубца

$$b_{z1}=t_1-b'_п=t_1-(b_п+0,15)=18,9-7,9=11,0\text{ мм}.$$

Зубцовый шаг по дну пазов

$$t_2=\frac{\pi(D_a-2h'_z)}{Z}=\frac{\pi(740-2\cdot35,2)}{123}=17,1\text{ мм}.$$

Ширина основания зубца

$$b_{z2}=t_2-b'_п=t_2-(b_п+0,15)=17,1-7,9=9,2\text{ мм}.$$

Зубцовый шаг в расчетном сечении

$$t_{1/3}=\frac{\pi\left(D_a-\frac{4}{3}h'_z\right)}{Z}=$$

$$=\frac{\pi\left(740-\frac{4}{3}35,2\right)}{123}=17,7\text{ мм}.$$

Ширина зубца расчетная

$$b_{z1/3}=t_{1/3}-b'_п=t_{1/3}-(b_п+0,15)=$$
$$=17,7-7,9=9,8\text{ мм}.$$

Коэффициент формы зубца

$$\kappa_z=\frac{t_{1/3}}{0,97b_{z1/3}}-1=$$
$$=\frac{17,7}{0,97\cdot9,8}-1=0,86,$$

где 0,97 — коэффициент заполнения сталью сердечника якоря.

Рис. 4.24

Геометрический расчет лобовых частей катушки якоря. На рис. 2.16 схематически показана секция обмотки якоря. Здесь: a = 25 мм — прямолинейный участок катушки при выходе из паза (с учетом радиуса изгиба); c = 3 мм — прямолинейный участок у головок с учетом радиуса изгиба; $d=r+\frac{h_z}{2}\simeq r+h_{кат}\simeq5+\frac{35,1}{2}\simeq23$ мм — размер головки катушки (r = 5 мм — внутренний радиус изгиба головки); b — прямолинейный участок концов проводников при подходе к петушкам коллектора. Если представляется возможным для ввода в петушки коллектора осуществить перекручивание концов проводников поворотом на 90°—b=15÷20 мм; если приходится прибегать к расплющиванию концов проводников, то b = 40 мм. Расплющивание применяют в том случае, когда коллекторное деление по дну пазов получается меньше ширины проводника, как в нашем примере,

$$t_{2к}=\frac{\pi(D_a-2h'_z)}{K}=\frac{\pi(740-2\cdot35,2)}{369}=5,71\text{ мм}<b_{пр}=6,3\text{ мм},$$

следовательно, b = 40 мм.

Угол α, под которым расположены наклонные части катушек (2.71),

$$\sin\alpha=\frac{b_к+\delta}{t_2}=\frac{7,75+0,3}{17,1}=0,471\quad\text{и}\quad\alpha=28°\,06',$$

где δ = 0,3 мм — наименьший зазор между соседними катушками; $b_к\simeq b_п$ = 7,75 мм — толщина катушки в пазовой части (может приниматься равной ширине паза в свету); t_2= 17,1 мм — зубцовый шаг по наименьшему диаметру укладки лобовых частей обмотки (можно принять диаметр по дну пазов).

Проекции (вылеты) наклонных, косых участков катушки переднего $l_п$ и заднего $l_з$ на продольную ось двигателя будут равны (2.68), (2.69):

$$l_п=\frac{y_{z2}}{2}t_2\operatorname{tg}\alpha=\frac{19,67}{2}\cdot17,1\cdot\operatorname{tg}28°\,0,6'\simeq90\text{ мм};$$

$$l_з=\frac{y_{z1}}{2}t_2\operatorname{tg}\alpha=\frac{20}{2}\cdot17,1\cdot\operatorname{tg}28°\,06'\simeq92\text{ мм}.$$

Полные передний и задний вылеты лобовых частей обмотки соответственно равны (2.64) и (2.65):

$$l_{\text{вп}}=a+l_{\text{п}}+b=25+90+40=155 \text{ мм};$$
$$l_{\text{вз}}=a+l_{\text{з}}+c+d=25+92+3+23=143 \text{ мм}.$$

Суммарная длина лобовых вылетов обмотки якоря

$$L_{\text{лоб}}=l_{\text{вп}}+l_{\text{вз}}=155+143=298 \text{ мм}.$$

Так как верхняя и нижняя стороны катушки располагаются на разных диаметрах, то, определяя их длины, зубцовый шаг t' и угол наклона α', будем измерять на диаметре, проходящем через середину паза:

$$t'=\frac{\pi(D_a-h'_z)}{Z}=\frac{\pi(740-35,2)}{123}=18,0 \text{ мм};$$

$$\alpha'=\arcsin\left(\frac{b_{\text{к}}+\delta'}{t'}\right)=\arcsin\left(\frac{7,75+0,35}{18}\right)=26^\circ\,45',$$

где $\delta'=0,35$ мм — зазор между соседними катушками.

Следовательно, длины переднего и заднего наклонных участков соответственно равны:

$$L_{\text{п}}=\frac{y_{z2}}{2}\cdot\frac{t'}{\cos\alpha'}=\frac{19,67}{2}\cdot\frac{180}{0,893}=199 \text{ мм};$$

$$L_{\text{з}}=\frac{y_{z1}}{2}\cdot\frac{t'}{\cos\alpha'}=\frac{20}{2}\cdot\frac{180}{0,893}=202 \text{ мм}.$$

Длина лобовой части полувитка

$$l_{\text{лоб}}=b+L_{\text{п}}+a+a+L_{\text{з}}+c+\frac{\pi d}{2}=40+199+25+25+202+3+$$
$$+\frac{\pi\cdot 23}{2}=530 \text{ мм}$$

(здесь $\frac{\pi d}{2}$ — длина участка катушки в головке, может быть принята равной высоте паза).

Средняя длина одного проводника (полувитка) обмотки якоря

$$l_N=l_{\text{лоб}}+l_a=530+380=910 \text{ мм}=0,910 \text{ м},$$

где $l_a=380$ мм — длина пакета сердечника якоря, определение l_a см. § 20.4.

Сопротивление обмотки якоря при 20° С (2.75)

$$r_{a20^\circ}=\frac{l_N N}{57 q_a (2a)^2}=\frac{0,910\cdot 738}{57\cdot 27,49\cdot 6^2}=0,0119 \text{ Ом}.$$

Масса меди обмотки якоря (2.74)

$$m_{\text{ма}}=8,9 l_N N q_a\cdot 10^{-3}=8,9\cdot 0,910\cdot 738\cdot 27,49\cdot 10^{-3}=165 \text{ кг}.$$

§ 20.3. Расчет компенсационной обмотки

Компенсационную обмотку стремятся выполнить по схеме с одной параллельной ветвью $a_{\text{ко}}=1$, включая катушки всех полюсов в одну последовательную цепь (см. § 9.2, 9.3).

Исходя из того, что компенсационная обмотка уничтожает искажающее действие н. с. якоря на полюсной дуге и заданная, как указано в предыдущей

главе, степень компенсации $\nu_{\text{ко}}=1,07\div 1,17$, находим число витков компенсационной обмотки на полюс (2.100)

$$w_{\text{ко}}=\nu_{\text{ко}}\frac{A\frac{\tau}{2}\alpha_\delta a_{\text{ко}}}{I_a}=(1,07\div 1,17)\frac{572\frac{38,7}{2}0,715\cdot 1}{1080}=7,85\div 8,57.$$

Выбор величины $\alpha_\delta=0,715$ см. § 20.4.

Принимаем $w_{\text{ко}}=8,0$. Обмотку выполняем катушечной (секционной), располагая в каждом пазу по одной активной стороне секции. Тогда число эффективных проводников в пазу $N_{z\text{ко}}$ будет равно числу витков в секции $w_{\text{ско}}$ [см. (2.101)]. По условиям охлаждения и равномерности распределения н. с. компенсационной обмотки объем тока в пазу для больших и средних машин (2.95) должен быть $I_{z\text{ ко}}\leqslant 1800\div 2000$ А. Следовательно,

$$N_{z\text{ко}}=w_{\text{ско}}=\frac{I_{z\text{ко}}a_{\text{ко}}}{I_a}=\frac{(1800\div 2000)\,1}{1080}=1,67\div 1,85.$$

Принимаем $N_{z\text{ко}}=w_{\text{с ко}}=2$. Так как число проводников на полюс равно $2w_{\text{ко}}$, то число компенсационных пазов на полюс

$$Z_{\text{ко}}=\frac{2w_{\text{ко}}}{N_{z\text{ко}}}=\frac{2\cdot 8}{2}=8.$$

Применено такое исполнение компенсационной обмотки, когда оси компенсационных пазов параллельны оси соответствующего добавочного полюса, поэтому $Z_{\text{ко}}$ должно быть числом четным. Если число витков компенсационной обмотки округлить до $w_{\text{ко}}=9$ и разместить их при $N_{z\text{ко}}=3$ в шести пазах, $Z_{\text{ко}}=6$, объем тока в пазу будет чрезмерно большим $I_a N_{z\text{ ко}}=1080\cdot 3=3240$ А, а распределение межламельных напряжений под главным полюсом становится менее благоприятным, чем при принятом решении (расчет межламельных напряжений см. ниже).

Чтобы колебания магнитного потока не вызывали вибраций, необходимо (2.99)

$$Z_{\text{ко}}\neq(0,9\div 1,1)\frac{Z}{2p}\alpha_\delta, \text{ что выполнено:}$$

$$8\neq(0,9\div 1,1)\frac{123}{6}0,715=13,2\div 16,1.$$

Н. с. компенсационной обмотки на полюс

$$F_{\text{ко}}=\frac{I_a}{a_{\text{ко}}}w_{\text{ко}}=\frac{1080}{1}8=8640 \text{ А}.$$

Степень компенсации (2.102)

$$\nu_{\text{ко}}=\frac{F_{\text{ко}}}{\alpha_\delta F_{aq}}=\frac{w_{\text{ко}}}{\alpha_\delta w'_a}=\frac{8}{0,715\cdot 10,25}=\frac{8640}{0,715\cdot 11\,100}=1,09.$$

Плотность тока в компенсационной обмотке допускается на 12—20% выше, чем в обмотке якоря. По ГОСТ 434—71 выбираем проводник размерами 4,7× × 30 мм сечением $q_{\text{ко}}=140,14$ мм². Имеем

$$j_{\text{ко}}=\frac{I_a}{a_{\text{ко}}q_{\text{ко}}}=\frac{1080}{1\cdot 140,14}=7,7 \text{ А/мм}^2.$$

Заполнение паза компенсационной обмотки (рис. 4.25)

Ширина, мм

Медь 4,7×2	9,40
Изоляция (витковая) проводника *3* — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, один слой вполуперекрышу 0,05×2×2×2	0,40
Изоляция пакета (корпусная) *2* — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, четыре слоя вполуперекрышу 0,05×2×2×4	0,80
Изоляция покрованая *1* — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×1×2	0,20
Зазор на укладку	0,60
Ширина паза в свету $b_{п\ ко}$	11,40
Ширина паза в штампе $b'_{пко}=b_{пко}+0{,}2=11{,}4+0{,}2$	11,6

Вследствие большой жесткости секции зазор по ширине принят относительно большим ($\sim$0,6 мм)

Высота, мм

Медь	30,00
Изоляция проводника (витковая) *3* — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, один слой вполуперекрышу 0,05×2×2×1	0,20
Изоляция пакета (корпусная) *2* — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, четыре слоя вполуперекрышу 0,05×2×2×4	0,80
Изоляция покровная *1* — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×2×1	0,20
Прокладки *4* толщиной 0,3 мм, 2 шт. 0,3×2	0,60
Клин *5*	5,0
Зазор на укладку	0,20
Высота паза в свету $h_{z\ ко}$	37,0
Высота паза в штампе $h'_{z\ ко}=h_{z\ ко}+0{,}1=37{,}0+0{,}1$	37,1

Геометрические размеры лобовых частей компенсационной обмотки с достаточной точностью определятся на основании рис. 2.22 по следующим формулам.

Суммарная длина переднего и заднего лобовых вылетов

$$L_{лоб.ко}=2\left[a+b_{пко}\frac{Z_{ко}}{2}+\Delta\left(\frac{Z_{ко}}{2}-1\right)\right]=2\left[25+11{,}4\frac{8}{2}+\right.$$
$$\left.+5\left(\frac{8}{2}-1\right)\right]\simeq 171 \text{ мм},$$

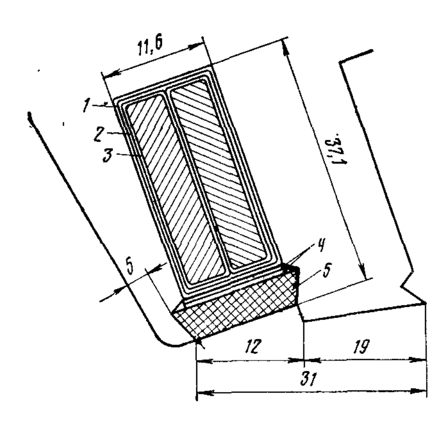


Рис. 4.25

где a = 25 мм — длина прямолинейного участка внутренней катушки при выходе из паза, выбирается в зависимости от заданного напряжения относительно земли; $b_{п\ ко}$ = 11,4 — ширина компенсационного паза, примерно равная ширине катушки; Δ = 5 мм — зазор между торцовыми частями соседних катушек.

Среднюю длину витка определяем для средней катушки. Длина лобовой части полувитка средней катушки (2.111)

$$l_{sко}=\tau_{ко}\left(1-\frac{\alpha_\delta}{2}\right)+2a+b_{пко}\frac{Z_{ко}}{2}+\Delta\left(\frac{Z_{ко}}{2}-1\right)=$$
$$=413\left(1-\frac{0{,}715}{2}\right)+2\cdot 25+11{,}4\frac{8}{2}+5\left(\frac{8}{2}-1\right)=375 \text{ мм}.$$

Здесь $\tau_{ко}\left(1-\frac{\alpha_\delta}{2}\right)=\frac{\pi(D_a+2\delta_{гп}+h'_{zко})}{2p}(1-0{,}5\alpha_\delta)$ — развернутая длина торцового участка лобовой части средней катушки, взятая по диаметру, проходящему через середины высот компенсационных пазов.

Примечание. Если ширина катушки добавочного полюса больше размера a, то нужно подставлять ее.

Средняя длина витка компенсационной обмотки (2.110)

$$l_{ср.ко}=2(l_{sко}+l_m)=(375+390)\,2=1530 \text{ мм}=1{,}53 \text{ м}.$$

(Определение l_m см. § 20.4.)

Сопротивление компенсационной обмотки при 20° С (2.112)

$$r_{ко}=\frac{2pw_{ко}\,l_{ср.ко}}{57a^2_{ко}\,q_{ко}}=\frac{6\cdot 8\cdot 1{,}53}{57\cdot 1\cdot 140{,}14}=0{,}0092 \text{ Ом}.$$

Масса меди компенсационной обмотки (2.113)

$$m_{мко}=8{,}9l_{ср.ко}\,2pw_{ко}\,q_{ко}=8{,}9\cdot 1530\cdot 6\cdot 8\cdot 140{,}14\cdot 10^{-6}=91{,}6 \text{ кг}.$$

§ 20.4. Расчет магнитной цепи

При определении числа витков катушек главных полюсов учитываем то, что для уменьшения пульсаций рабочего магнитного потока и для обеспечения взаимной компенсации переменных составляющих э. д. с. в коммутируемых секциях предусмотрено шунтирование обмотки возбуждения постоянным активным сопротивлением. Оптимальная степень возбуждения при активном шунтировании определяется в результате расчета коммутации на пульсирующем токе, предварительно эту номинальную степень возбуждения принимаем $\beta_н = I_в/I_a = 0{,}98$. В § 20.6 подтверждено, что при этом небалансная э. д. с. мала.

Определение номинального магнитного потока. ГОСТ 2582—72 на тяговые электрические машины допускает по условиям производства отклонение частоты вращения от номинальной ±3%. Так как в проектном задании тяговое усилие задано «не менее», то исключается получение частоты вращения с отклонением +3% и соответственно момента с отклонением — 3%. Поэтому для выполнения задания в формулу (2.52) вводим коэффициент 1,03, компенсирующий возможное его уменьшение из-за производственных и технологических отклонений:

$$\Phi=1{,}03\,\frac{0{,}96U\cdot 60a}{n_\infty Np}=1{,}03\,\frac{0{,}96\cdot 1000\cdot 60\cdot 3}{675\cdot 738\cdot 3}=0{,}119 \text{ Вб}.$$

Определение коэффициента использования мощности при максимальной скорости. Этот коэффициент определяется соотношением (1.44"). Однако, как правило, при испытаниях машина всегда оказывается более насыщенной, чем получается по расчету, вследствие чего скоростные характеристики при высоких скоростях располагаются несколько ниже, и использование мощности получается меньше расчетного. В международных нормах допускается отклонение скоростных характеристик при высоких скоростях в пределах ±7%. Поэтому, чтобы гарантировать указанное в задании использование мощности, вводим коэффициент 1,07. Следовательно, если необходимое по заданию использование мощности при максимальной скорости равно

$$\kappa_и=\frac{v_{max}F_{vmax}}{v_\infty F_\infty}=\frac{125\cdot 2000}{51{,}8\cdot 6900}=0{,}7,$$

то расчетное использование мощности при максимальной скорости

$$\kappa'_{и}=1{,}07\,\frac{v_{\max}F_{v\max}}{v_{\infty}F_{\infty}}=1{,}07\,\frac{125\cdot 2000}{51{,}8\cdot 6900}=0{,}75.$$

Для этого намеренно завышенного использования ведем расчет коэффициента устойчивости, воздушного зазора между главным полюсом и якорем, наименьшей необходимой степени возбуждения, межламельных напряжений под краями главного полюса. Расчет скоростных характеристик (по универсальной кривой намагничивания, см. § 20.8) ведем по коэффициенту насыщения, увеличенному в 1,07 раза.

Выбор расчетного полюсного перекрытия. Значение полюсного перекрытия α_δ устанавливаем по (1.16) и (1.18):

$$\frac{b_{к}}{\tau(1-\alpha_\delta)}<0{,}55;\qquad \frac{\tau(1-\alpha_\delta)-b_{к}}{2t_1}>1.$$

Здесь τ = 387 мм — полюсное деление; t_1 = 18,9 мм — зубцовый шаг по наружному диаметру якоря; $b_{к}$ = 60,3 мм — ширина зоны коммутации, которая была определена предварительно еще при начальном анализе возможных вариантов (определение этой величины см. § 20.5).

Указанные соотношения удовлетворяются при α_δ = 0,715.

Чертеж магнитной цепи. Расчет магнитной цепи и ее вычерчивание (рис. 4.26) делаем одновременно и в процессе проектирования многократно взаимно уточняем. При вычерчивании магнитной цепи учитываем следующее:

для возможности применения катушечных секций компенсационной обмотки и укладки их в пазы оси этих пазов выполняем параллельными оси соответствующего добавочного полюса;

воздушный зазор между якорем и главным полюсом выполняем равномерным и принимаем его предварительно равным 5—6 мм;

при равномерном воздушном зазоре геометрическая полюсная дуга главного полюса (1.70):

$$b_p=b_\delta-2\delta_{гл}=\alpha_\delta\tau-2\delta_{гл};$$

шаг пазов компенсационной обмотки выполняем не кратным зубцовому шагу пазов якоря (2.99), а именно

$$t_{ко}=(1{,}6\div 1{,}7)\,t_1=(1{,}6\div 1{,}7)\,18{,}9\approx 31\ \text{мм};$$

размещают пазы в полюсе (см. рис. 4.26) так, как изложено в § 9.3, от края полюсного наконечника к середине с шагом $t_{ко}$ = 31 мм — по четыре паза на каждой половине полюса;

после вычерчивания компенсационных пазов находим непосредственным измерением по поверхности башмака полюса (обращенной к якорю) ширину зубца $b_{zко}$ = 19 мм и ширину паза $b''_{пко}$ = 12 мм;

расстояние между катушками главных и добавочных полюсов (если они располагаются на одном уровне, как в машинах прежних исполнений) желательно иметь не менее 8—10 мм;

если катушки добавочных и главных полюсов располагаются на разных уровнях (как в нашем проекте), то расстояние между ними по высоте, а также расстояние между полюсной катушкой и соседними полюсами желательно иметь не менее 5—7 мм;

расстояние между немагнитным угольником, поддерживающим катушку добавочного полюса, и якорем принимаем не менее 5 мм;

в нашем проекте будет применено новое так называемое моноблочное исполнение главных полюсов, когда катушка главного полюса надевается непосредственно на сердечник, вместе с ним по специальной технологии компаундируется в эпоксидных составах и выпекается, после чего катушка и сердечник полюса представляют единый жесткий монолитный блок; в этом случае между катушкой и остовом, а также между катушкой и рогом полюса нет фланцев и прокладок,

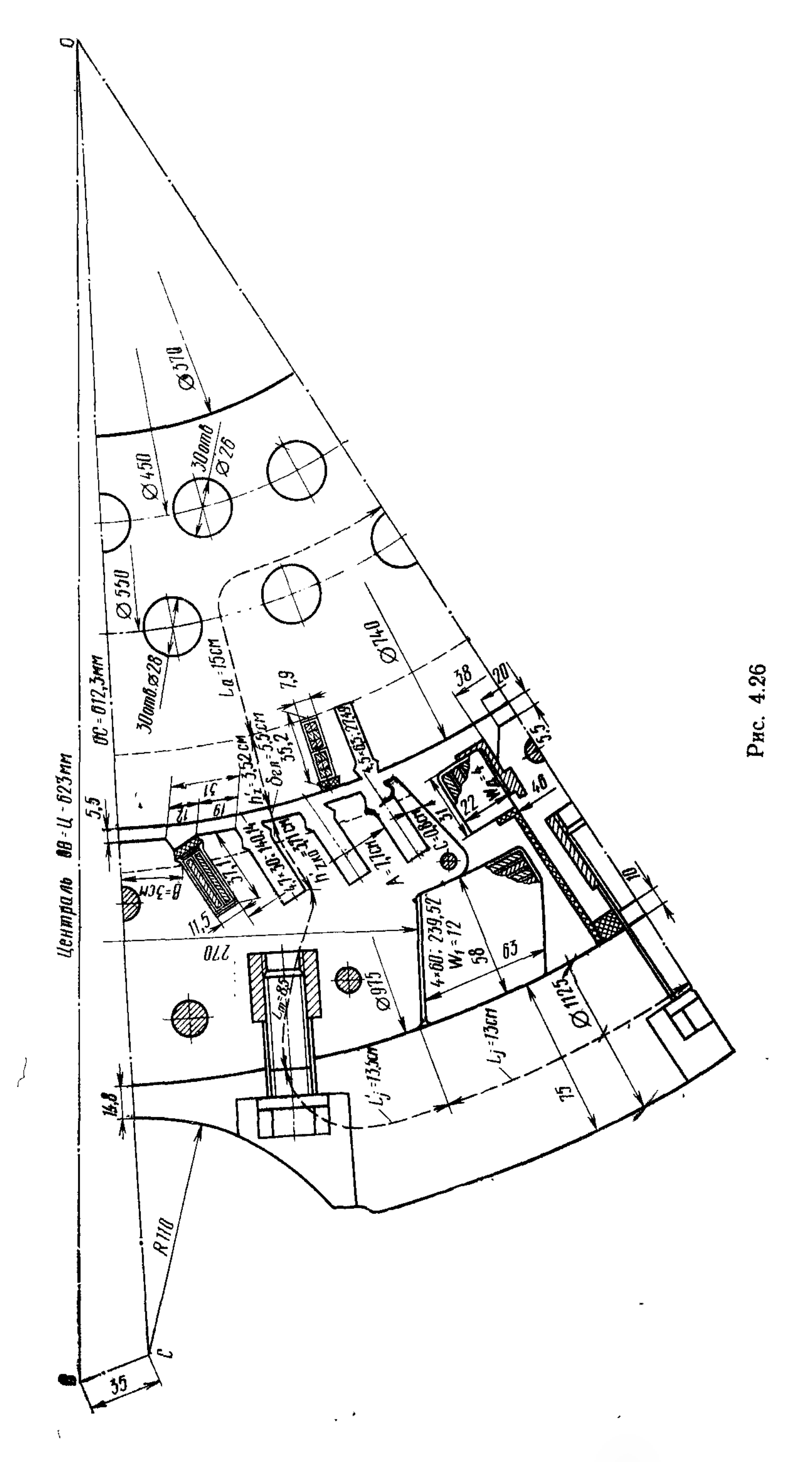


Рис. 4.26

как это предусматривалось в прежних конструкциях (см. § 12.6), и катушка с трех сторон плотно облегается сталью (см. рис. 4.26);

если шихтованный сердечник добавочного полюса укреплен к остову внутренним массивным стержнем, то во избежание чрезмерного насыщения сердечника шихтованные перемычки по краям стержня не должны быть менее 8—10 мм;

толщина остова в месте врезания оси колесной пары не должна быть меньше 12 мм.

Длину пакета сердечника якоря и длину сердечника главного полюса выбираем, исходя, с одной стороны, из того, чтобы проектируемая машина разместилась в отведенном габарите вдоль оси колесной пары, с другой стороны, чтобы индукции не превосходили допустимых норм и по возможности приближались к своим оптимальным значениям в каждом из выделенных участков магнитной цепи. Естественно, что в связи с этим длины сердечников, геометрические размеры зубцов якоря и полюса оказываются взаимосвязанными. В процессе проектирования приходится многократно варьировать всеми этими размерами одновременно, последовательно приближаясь к оптимальным значениям. Правильность выбора этих величин проверяется, в конечном счете, полученными габаритами машины, превышением температуры обмоток и соответствием полученных и заданных характеристик тягового двигателя.

Руководствуясь изложенными выше соображениями, в данном проекте приняты: длина сердечника якоря $l_a = 380$ мм; длина сердечника главного полюса $l_m = 390$ мм, т. е. на 10 мм больше, чтобы снизить насыщение зубцов компенсационной обмотки.

В качестве материала сердечников якоря и полюсов применяем электротехническую сталь марки Э1300А по ГОСТ 802—58 толщиной 0,5 мм, имеющую удельные магнитные потери на том же уровне, что и у стали марки Э22, но несколько лучшую магнитную проницаемость и обеспечивающую значительно больший коэффициент заполнения пакета сталью: 0,97 вместо принимавшегося 0,94 для стали марки Э22.

Расчет н. с. главного полюса. *Магнитное напряжение зубцового слоя якоря.* Магнитное сечение зубцов якоря определяем на высоте $^1/_3$ от основания (в этом случае получается некоторый запас н. с. по сравнению с расчетом по трем сечениям):

$$S_{z^1/_3} = \frac{b_{z^1/_3}\, Z\alpha_\delta\, l_a \cdot 0{,}97}{2p} = \frac{0{,}0098 \cdot 123 \cdot 0{,}715 \cdot 0{,}38 \cdot 0{,}97}{6} = 0{,}0530 \text{ м}^2.$$

Расчетная индукция в зубцах

$$B_{z^1/_3} = \frac{\Phi}{S_{z^1/_3}} = \frac{0{,}119}{0{,}0530} = 2{,}25 \text{ Т}.$$

По данным табл. 2.3 приложения 2 находим соответствующую этой индукции напряженность поля $H_z = 855$ А/см. Длина магнитного пути в зубцах $h_z' = 3{,}52$ см. Магнитное напряжение зубцов

$$F_z = H_z h_z' = 855 \cdot 3{,}52 = 3010 \text{ А}.$$

Магнитное напряжение ярма якоря. Сечение ярма (спинки) якоря

$$S_a = \frac{0{,}97 l_a \left(D_a - D_i - 2h_z' - \frac{4}{3} n_к d_к \right)}{2} =$$

$$= \frac{0{,}97 \cdot 0{,}38 \left[0{,}74 - 0{,}37 - 2 \cdot 0{,}0352 - \frac{4}{3}(0{,}028 + 0{,}026)\right]}{2} = 0{,}0421 \text{ м}^2.$$

Здесь $D_i = 370$ мм — внутренний диаметр якоря, выбран сравнительно большим, так как для снижения массы двигателя и экономии металла сердечник якоря набран на пустотелой втулке;

$n_к = 2$ — число рядов осевых вентиляционных каналов (при относительно большом D_i нельзя разместить больше двух рядов);

$d_к = (d_{к1} + d_{к2})/2$ — средний (расчетный) диаметр вентиляционного канала;

$d_{к1} = 28$ мм — диаметр вентиляционного канала наружного ряда;

$d_{к2} = 26$ мм — то же внутреннего ряда (обычно $d_к = 25 \div 30$ мм); каналы размещаем так, чтобы наименьшее расстояние между ними было не менее 0,9—1,0 их диаметра.

Выбирая D_i, $n_к$, $d_к$, увязываем их со значением индукции в ярме якоря; допустимое значение ее см. в формуле (2.207). При бо́льших значениях индукции в ярме может наступить насыщение магнитной цепи добавочных полюсов, а также возрасти нагрев обмотки якоря.

Магнитный поток в якоре раздваивается, поэтому индукция в ярме якоря

$$B_a = \frac{\Phi}{2S_a} = \frac{0{,}119}{2 \cdot 0{,}0421} = 1{,}415 \text{ Т}.$$

По индукции $B_a = 1{,}415$ Т из табл. 2.3 приложения 2 находим напряженность $H_a = 19{,}4$ А/см.

Длина магнитного пути в ярме якоря (по чертежу магнитной цепи) $L_a = 15$ см.

Магнитное напряжение в ярме якоря $F_a = H_a L_a = 19{,}4 \cdot 15 = 295$ А.

Магнитное напряжение зубцового слоя компенсационной обмотки. Расчет сечения зубцового слоя компенсационной обмотки выполняем применительно к чертежу магнитной цепи (см. рис. 4.26). Сечение параллельных наклонных зубцов берем перпендикулярно направлению магнитного потока; сечение центрального зуба (размер $B = 3{,}0$ см) и крайнего зубца (размер $C = 0{,}8$ см) берем на высоте $^1/_3$ от их узких оснований. Сечение зубцового слоя (2.108):

$$S_{zко} = 2\,(A + B + C - 2\,b_{пко}')\, l_m \cdot 0{,}97 = 2\,(0{,}077 + 0{,}03 + 0{,}008 - 2 \cdot 0{,}0116)\, 0{,}39 \cdot 0{,}97 = 0{,}0698 \text{ м}^2.$$

Принимая коэффициент рассеяния на этом участке (2.107) $\sigma_{ко} = 1{,}05$, определяем индукцию (ее не следует допускать выше 1,7 — 1,9 Т)

$$B_{zко} = \frac{\sigma_{ко}\,\Phi}{S_{zко}} = \frac{1{,}05 \cdot 0{,}119}{0{,}0698} = 1{,}79 \text{ Т}.$$

Для этой индукции по табл. 2.3 приложения 2 напряженность

$$H_{zко} = 135 \text{ А/см}.$$

Длина магнитного пути $h_{zко}' = 3{,}71$ см.

Магнитное напряжение зубцового слоя компенсационной обмотки

$$F_{zко} = H_{zко}\, h_{zко}' = 135 \cdot 3{,}71 = 500 \text{ А}.$$

Магнитное напряжение сердечника главного полюса. Длина сердечника $l_m = 390$ мм. Ширина сердечника $b_m = 270$ мм. Сечение сердечника полюса

$$S_m = 0{,}97 b_m\, l_m \cdot 0{,}93 = 0{,}97 \cdot 0{,}27 \cdot 0{,}39 \cdot 0{,}93 = 0{,}095 \text{ м}^2.$$

Коэффициентом 0,93 учитывают подрезы сердечника по торцам, вызванные большим радиусом закругления при намотке меди катушки на узкое ребро, коэффициентом 0,97 — заполнение пакета сердечника сталью Э1300А.

Коэффициент рассеяния для полюса и остова (2.218) $\sigma = 1{,}25$.

Индукция в сердечнике полюса

$$B_m = \frac{\sigma\Phi}{S_m} = \frac{1,25 \cdot 0,119}{0,095} = 1,57 \text{ Т}.$$

Напряженность $H_m = 39$ А/см (по табл. 2.3 приложения 2 для $B_m = 1,57$ Т).

Длина магнитной силовой линии $L_m = 8,5$ см. Магнитное напряжение сердечника главного полюса $F_m = H_m L_m = 39 \cdot 8,5 = 330$ А.

Индукция в сердечнике полюса $B_m = 1,57$ Т является невысокой (2.217) и можно было бы на данном участке магнитной цепи допускать и более высокие ее значения. Однако в данном случае нам нецелесообразно уменьшать сечение сердечника полюса: уменьшение длины сердечника (менее $l_m = 390$ мм) приводит к повышению индукции в зубцах компенсационной обмотки, а уменьшение ширины сердечника (менее $b_m = 270$ мм) — к удлинению рога полюсного башмака, и те крайние зубцы компенсационных пазов, которые окажутся расположенными в роге, будут неполноценно работать (в отношении прохождения по ним магнитного потока), что вызовет как бы уменьшение полюсного перекрытия α_δ.

Магнитное напряжение остова. Предварительно максимальную длину магнитной части остова l_j следует определять по формуле (2.228), предложенной для машин с $2p = 4$, но дающей хорошие результаты и при $2p = 6$,

$$l_j = l_a + 0,4 D_a = 0,38 + 0,4 \cdot 0,74 = 0,676 \text{ м};$$

принято $l_j = 0,67$ м. Впоследствии это значение проверяется по чертежу продольного сечения машины.

Путь магнитного потока в остове делим на два участка: участок между полюсами и участок выхода потока из полюса в остов.

Участок между полюсами. Остов, как и спинка якоря, не должен быть чрезмерно насыщен, так как по нему замыкается, кроме потока главных полюсов, еще и поток добавочных полюсов; учитывая также неточность в исполнении литья, расчетную индукцию в остове между полюсами не следует допускать выше $B_j = 1,5$ Т. Отсюда толщина остова (2.229) и (2.230)

$$h_j = \frac{\sigma\Phi}{2 l_j B_j} = \frac{1,25 \cdot 0,119}{2 \cdot 0,67 \cdot 1,5} = 0,0742 \text{ м}.$$

Приняв $h_j = 75$ мм, получим $B_j = 1,48$ Т.

По этой индукции по табл. 2.8 приложения 2 находим напряженность на участке между полюсами $H_j = 27,7$ А/см.

Длина магнитного пути между полюсами $L_j = 13$ см.

Магнитное напряжение участка между полюсами

$$F_j = H_j L_j = 27,7 \cdot 13 = 360 \text{ А}.$$

Так как остов выполнен в виде цилиндрической отливки, его толщина $h_j = 75$ мм одинакова как на участках, где полюсы прилегают к остову, так и на участках между полюсами.

Участок выхода потока из полюса в остов. Магнитная индукция в выходе (2.242)

$$B'_j = \frac{\sigma\Phi}{2 h_j (l_m + b_m)} = \frac{1,25 \cdot 0,119}{2 \cdot 0,075 (0,39 + 0,27)} = 1,51 \text{ Т}.$$

Этой индукции по табл. 2.8 приложения 2 соответствует напряженность $H'_j = 31,8$ А/см.

Длина магнитного пути (2.233)

$$L'_j = b_m/2 = 27/2 = 13,5 \text{ см}.$$

Магнитное напряжение участка выхода

$$F'_j = H'_j L'_j = 31,8 \cdot 13,5 = 430 \text{ А}.$$

Магнитное напряжение воздушного зазора. Средняя индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta = \frac{\Phi}{S_\delta} = \frac{\Phi}{\alpha_\delta \tau l_\delta} = \frac{0,119}{0,715 \cdot 0,387 \cdot 0,385} = 1,12 \text{ Т},$$

где средняя длина сечения воздушного зазора

$$l_\delta = \frac{l_a + l_m}{2} = \frac{0,38 + 0,39}{2} = 0,385 \text{ м}.$$

Воздушный зазор и магнитное напряжение устанавливаем в соответствии с заданными регулировочными свойствами.

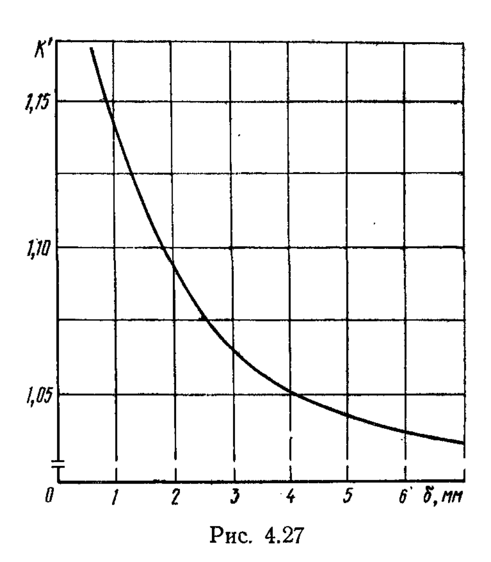


Рис. 4.27

По формуле (2.246) определяем магнитное напряжение воздушного зазора

$$F_\delta = \kappa'_н \kappa_v \alpha_\delta F_{aq} \kappa_{y\min}.$$

В этом выражении

$$\kappa_v = \frac{v_{\max}}{v_\infty} = \frac{125}{51,8} = 2,42,$$

заданный расчетный коэффициент использования мощности $\kappa'_н = 0,75$; из предыдущего расчета $\alpha_\delta = 0,715$ и $F_{aq} = 11\,100$ А.

Коэффициентом устойчивости при наименьшей степени возбуждения предварительно задаемся по (2.248), $\kappa_{y\min} = 0,45$. (Правильность допустимых значений $\kappa_{y\min}$ и $\beta_{\min}$ можно проверить расчетом распределения межламельных напряжений под главным полюсом, см. ниже.)

Следовательно,

$$F_\delta = 0,75 \cdot 2,42 \cdot 0,715 \cdot 11\,100 \cdot 0,45 = 6430 \text{ А}.$$

Находим приведенный воздушный зазор (с учетом коэффициента Картера). Известно, что (2.260)

$$F_\delta = \frac{1}{\mu_0} B_\delta \delta'' = \frac{1}{\mu_0} B_\delta \delta' \kappa',$$

где $\delta' = \delta_{гл}\kappa_\delta$ — приведенный воздушный зазор;

κ' — коэффициент, оценивающий возможное увеличение воздушного зазора вследствие производственных допусков; при намечающемся значении $\delta_{гл} = 5 \div 6$ мм можно принять $\kappa' = 1,04$ (рис. 4.27).

Следовательно,

$$\delta' = \delta_{гл}\kappa_\delta = \frac{\mu_0 F_\delta}{B_\delta \kappa'} = \frac{0,4\pi \cdot 10^{-6} \cdot 6430}{1,12 \cdot 1,04} = 0,00695 \text{ м} = 6,95 \text{ мм}.$$

В рассматриваемом случае коэффициент Картера κ_δ, учитывающий зубчатое строение как якоря, так и полюсного наконечника, равен произведению коэффициента Картера для якоря (см. § 12.7):

$$\kappa_{\delta a}=\frac{t_1+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{z1}}{b'_п}\right)}{b_{z1}+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{z1}}{b'_п}\right)}$$

и коэффициента Картера зубцов компенсационной обмотки

$$\kappa_{\delta ко}=\frac{t_{ко}+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{zко}}{b''_{пко}}\right)}{b_{zко}+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{zко}}{b''_{пко}}\right)}.$$

Следовательно,

$$\delta'=\delta\kappa_\delta=\frac{t_1+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{z1}}{b'_п}\right)}{b_{z1}+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{z1}}{b'_п}\right)}\cdot\frac{t_{ко}+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{zко}}{b''_{пко}}\right)}{b_{zко}+5\delta_{гл}\left(1+\frac{b_{zко}}{b''_{пко}}\right)}\delta.$$

Подставляем значения $t_1 = 18{,}9$ мм; $b_{z1} = 11{,}0$ мм; $b_п = 7{,}9$ мм; $t_{ко} = 31$ мм; $b_{zко} = 19$ мм; $b''_{пко} = 12$ мм и после упрощения находим

$$\delta'=\frac{18{,}9+12{,}2\delta_{гл}}{11+12{,}2\delta_{гл}}\cdot\frac{31+12{,}9\delta_{гл}}{19+12{,}9\delta_{гл}}\delta=6{,}95 \text{ мм}.$$

Наиболее просто это уравнение третьей степени решить путем подстановки — подбора корня $\delta_{гл}$. Пробуя значения $\delta_{гл} = 4{,}5$; $5{,}0$; $6{,}0$ и $5{,}5$ мм, находим, что оно будет удовлетворено при $\delta_{гл}=5{,}5$ мм, т. е. воздушный зазор между якорем и главным полюсом должен быть равен $\delta_{гл} = 5{,}5$ мм.

Соответствующие коэффициенты Картера равны:

для якоря

$$\kappa_{\delta a}=\frac{18{,}9+5\cdot5{,}5\left(1+\frac{11{,}0}{7{,}9}\right)}{11{,}0+5\cdot5{,}5\left(1+\frac{11{,}0}{7{,}9}\right)}=1{,}11;$$

для компенсационной обмотки

$$\kappa_{\delta ко}=\frac{31+5\cdot5{,}5\left(1+\frac{19}{12}\right)}{19+5\cdot5{,}9\left(1+\frac{19}{12}\right)}=1{,}135;$$

результирующий коэффициент Картера

$$\kappa_\delta=\kappa_{\delta a}\kappa_{\delta ко}=1{,}11\cdot1{,}135=1{,}26.$$

Число витков катушки главного полюса и проверка потенциальных условий на коллекторе. Намагничивающая сила главного полюса при холостом ходе с запасом 3% на неточность расчета)

$$F_0=1{,}03\,(F_z+F_a+F_{zко}+F_m+F_j+F'_j+F_\delta)=$$
$$=1{,}03\,(3010+295+500+330+360+430+6430)=11\,700 \text{ А}.$$

На размагничивающее действие реакции якоря вследствие неточности компенсации прибавляем 5% поперечной н. с. якоря

$$F_\rho=0{,}05A\frac{\tau}{2}=0{,}05\cdot11\,100\approx550\text{А}.$$

Полная н. с. главного полюса

$$F_в=F_0+F_\rho=11\,700+550=12\,250 \text{ А}.$$

Число витков катушки главного полюса

$$w_в=\frac{F_в}{I_a\ \beta_н}=\frac{12\,250}{1080\cdot0{,}98}=11{,}6.$$

Округляем до $w_в = 12$.
Следовательно,

$$F_в=I_a\,w_в\,\beta_н=1080\cdot12\cdot0{,}98=12\,700 \text{ А}.$$

Коэффициент насыщения

$$\kappa_н=\frac{F_в}{F_\delta}=\frac{12\,700}{6430}=1{,}98.$$

Необходимую степень возбуждения β_{min}, при которой обеспечено $\kappa'_н = 0{,}75$, определяем решением выражения (1.50) относительно β_{min}:

$$\beta_{min}=\frac{\beta_н}{\kappa_н\,\kappa_v\,\kappa'_н}=\frac{0{,}98}{1{,}98\cdot2{,}42\cdot0{,}75}=0{,}273,$$

принимаем $\beta_{min}=0{,}27$.

Естественно, что при округлении до целого числа витков $w_в$, а также β_{min} н. с. главного полюса $F_в$, коэффициент устойчивости $\kappa_{уmin}$, магнитное напряжение воздушного зазора F_δ, воздушный зазор δ, коэффициент насыщения $\kappa_н$ и коэффициент Картера κ_δ будут, хотя и очень незначительно, отличаться от выше определенных, т. е. потребуется соответствующая корректировка расчета. В частности, коэффициент устойчивости становится равным (2.244)

$$\kappa_{уmin}=\frac{F_в\,\beta_{min}}{\alpha_\delta\,F_{aq}\,\beta_н}=\frac{12\,700\cdot0{,}27}{0{,}715\cdot11\,100\cdot0{,}98}=0{,}442 \text{ вместо } 0{,}45 \text{ и т. д.}$$

Межламельные напряжения под краями главного полюса двигателя. Под набегающим краем главного полюса (у сбегающего края щетки) (1.103′)

$$e_{наб\,(max)}=\frac{e_{ср}}{\alpha_\delta}\cdot\frac{w_в\,\beta_{min}+\alpha_\delta\,w'_a-w_{ко}+\alpha_\delta\,w'_a\frac{1}{Z_{ко}}}{w_в\,\beta_{min}}=$$
$$=\frac{16{,}3}{0{,}715}\cdot\frac{12\cdot0{,}27+0{,}715\cdot10{,}25-8+0{,}715\cdot10{,}25\frac{1}{8}}{12\cdot0{,}27}=24{,}5 \text{ В}.$$

Под сбегающим краем главного полюса (у набегающего края щетки)

$$e_{сбегmax}=\frac{e_{ср}}{\alpha_\delta}\cdot\frac{w_в\,\beta_{min}-\alpha_\delta\,w'_a+w_{ко}-\alpha_\delta\,w'_a\frac{1}{Z_{ко}}}{w_в\,\beta_{min}}=$$
$$=\frac{16{,}3}{0{,}715}\cdot\frac{12\cdot0{,}27-0{,}715\cdot10{,}25+8-0{,}715\cdot10{,}25\frac{1}{8}}{12\cdot0{,}27}=21{,}1 \text{ В}.$$

Разница между $e_{наб(max)}$ и $e_{сбег max}$ незначительна (около 3,5 В), а максимальное межламельное напряжение $e_{наб(max)} = 24{,}5$ В ниже тех критических значений, при которых возникает круговой огонь.

Максимальный градиент потенциала по окружности коллектора также невысок:

$$\varepsilon_{max} = \frac{e_{наб\ (max)}}{t_к} = \frac{24{,}5}{0{,}494} = 49{,}7 \text{ В/см}.$$

В случае если при испытаниях построенной машины не будет иметь места нежелательное понижение скоростных характеристик в зоне высоких скоростей, то необходимое по заданию использование мощности $\kappa'_н = \frac{125 \cdot 2000}{51{,}8 \cdot 6900} = 0{,}7$ будет обеспечено при большей степени возбуждения

$$\beta'_{min} = 1{,}07\,\beta_{min} = 1{,}07 \cdot 0{,}27 = 0{,}29,$$

при большем коэффициенте устойчивости

$$\kappa'_{ymin} = 1{,}07\kappa_{ymin} = 1{,}07 \cdot 0{,}442 \approx 0{,}475$$

и лучших потенциальных условиях.

По ГОСТ 434—71 выбираем для обмотки главных полюсов медную шину размерами $h_м \times b_м = 4{,}0 \times 60$ сечением $q_в = 239{,}52$ мм².

Плотность тока в обмотке возбуждения

$$j_в = \frac{I_в}{q_в} = \frac{I_a\,\beta_н}{q_в} = \frac{1080 \cdot 0{,}98}{239{,}52} = 4{,}38 \text{ А/мм}^2.$$

Длина среднего витка катушки главного полюса точно определяется по рабочему чертежу катушки, на стадии расчета ориентировочно может быть найдена по формуле (2.257):

$$l_{ср\ (в)} = 2\,[(l_m + 15) + (b_m + 5)] + 2\pi r = 2\,[(390 + 15) + (270 + 5)] + \pi \cdot 60 = 1549 \text{ мм} \approx 1{,}55 \text{ м},$$

где $r = \frac{b_м}{2} = \frac{60}{2} = 30$ — радиус закругления катушки на углах.

Сопротивление обмотки возбуждения (главных полюсов) при 20° С (2.258)

$$r_в = \frac{2p w_в\, l_{ср\ (в)}}{57 q_в\, \kappa_{подр}} = \frac{6 \cdot 12 \cdot 1{,}55}{57 \cdot 239{,}52} = 0{,}0082 \text{ Ом},$$

где коэффициент подреза $\kappa_{подр} \approx 1$, так как катушка подрезана меньше, чем на $^1/_3$ ее высоты по (2.258).

Масса меди обмотки возбуждения по (2.259)

$$m_{мв} = 8{,}9 \cdot 2p w_в\, l_{ср\ (в)}\, q_в \cdot 10^{-3} = 8{,}9 \cdot 6 \cdot 12 \cdot 1{,}55 \cdot 239{,}52 \cdot 10^{-3} = 238 \text{ кг}.$$

Размеры катушки главного полюса (см. рис. 4.26)

Высота, мм

Медь 4,0×12	48,00
Межвитковая изоляция — бумага асбестовая толщиной 0,5 мм, 0,5×11	5,50
Корпусная изоляция — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,13 мм, четыре слоя вполуперекрышу 0,13×4×2×2	2,08
Распушение, отклонение по допускам и выравнивающие прокладки	2,42
Высота катушки	58,00

Ширина, мм

Медь	60,00
Корпусная изоляция — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,13 мм, четыре слоя 0,13×4×2×2	2,08
Выступание межвитковой изоляции	0,5
Итого	62,58≈63 мм

Изоляция катушек главных полюсов типа «Монолит-2» (см. табл. 2.6), нагревостойкость класса F (допускаемое превышение температуры 155° С).

§ 20.5. Расчет коммутации и добавочных полюсов на постоянном токе

Определяем число витков катушки добавочного полюса $w_д$. При наличии «второго зазора» и низком расположении катушки степень компенсации реакции якоря следует принимать равной по формуле (2.171′) $\nu = 1{,}15 \div 1{,}25$. Следовательно, по (2.170′)

$$w_д = \nu w'_a - w_{ко} = (1{,}15 \div 1{,}25)\,10{,}25 - 8 = 3{,}8 \div 4{,}85.$$

Принято $w_д = 4$ и $\nu = \frac{4+8}{10{,}25} = 1{,}17$. Следовательно, н. с. добавочного полюса $F_д = I_a w_д = 1080 \cdot 4 = 4320$ А.

При петлевой обмотке и $2p = 6$ применяем $2g = 6$ щеткодержателей; по три щетки в каждом. Размеры щеток: ширина $b_щ = 12{,}5 \cdot 2 = 25$ мм (разрезные), длина $l_щ = 32$ мм.

Плотность тока по (2.81), (2.87):

$$j_щ = \frac{I_a}{g b_щ \cdot 3 l_щ} = \frac{1080}{3 \cdot 2{,}5 \cdot 3 \cdot 3{,}2} = 15 \text{ А/см},$$

что допустимо для щеток марки ЭГ-38.

Щеточное перекрытие по формуле (2.84)

$$\gamma = \frac{b_щ}{t_к} = \frac{25}{4{,}94} = 5{,}07 < 2u_к = 6.$$

Ширина коммутационной зоны (по якорю) по (2.116)

$$b_к = t_к\left(u_к - \frac{a}{p} + \gamma + \varepsilon_к\right)\frac{D_a}{D_к} + b_{пр} = 4{,}94\,(3 - 1 + 5{,}07 + 1{,}5)\,\frac{740}{580} + 6{,}3 = 60{,}3 \text{ мм}.$$

Воздушный зазор между добавочным полюсом и якорем принимаем таким же, как и под главным полюсом (см. § 11.5), т. е. $\delta_д = 5{,}5$ мм.

Ширину наконечника добавочного полюса непосредственно по поверхности, обращенной к якорю, у воздушного зазора можно принимать равной примерно зубцовому шагу $b_д \approx t_1 \approx 20$ мм.

Определение реактивной э. д. с. Рассчитываем проводимость потока рассеяния паза. Пазовая проводимость λ_N складывается из проводимости на высоте паза, занятой медью h_2, и на высоте участка от верха паза до меди верхнего проводника h_1

$$\lambda_N = \kappa_i\,\frac{h_2}{3b'_п} + \kappa_{банд}\,\frac{h_1}{b''_п},$$

где $\kappa_{банд} = 1$ при немагнитных бандажах.

Высота h_1 определяется суммой толщины клина, подкладок под ним и изоляцией сверху до меди

$$h_1=4+2\cdot 0,3+0,1\cdot 1+0,05\cdot 2\cdot 4+0,05\cdot 2\cdot 1=5,2 \text{ мм}.$$

Высоту h_2 определяют вычитанием из высоты паза в свету размера h_1 и размера от дна паза вверх до меди нижнего проводника

$$h_2=35,1-5,2-0,3-0,1-0,05\cdot 2\cdot 4-0,05\cdot 2\cdot 1=29,0 \text{ мм}.$$

Ширина паза над медью обмотки [21]

$$b''_п=b'_п+1,51=7,9+1,51=9,41 \text{ мм}.$$

Коэффициент κ_i, учитывающий уменьшение потока рассеяния в процессе коммутации в верхней части проводников, определяется в зависимости от приведенной высоты проводника (2.142)

$$\xi=h_{пр}\sqrt{\frac{b_м\,\omega'\,\lambda_м\,\mu_0}{b'_п\cdot 2}}=0,0045\sqrt{\frac{0,0063\cdot 2\pi\cdot 295\cdot 35\cdot 10^6\cdot 4\pi\cdot 10^{-7}}{0,0079\cdot 2}}=0,813.$$

Здесь

$$\omega'=2\pi f' \text{ и } f'=\frac{v_к}{2t_к\left(u_к+\gamma-\frac{a}{p}\right)}=\frac{20,5}{2\cdot 0,00494\,(3+5,07-1)}=295 \text{ Гц};$$

$h_{пр}=0,0045$ м — высота элементарного проводника;

$b_м=b_{пр}=0,0063$ м; $b'_п=0,0079$ м — ширина меди в пазу и паза в штампе;

$\lambda_м=35\cdot 10^6$ См/м — удельная проводимость меди при ожидаемом превышении температур ($\approx 150°$ С).

По рис. 2.32 можно принять $\kappa_i=1,0$.

Таким образом,

$$\lambda_N=1\,\frac{29}{3\cdot 7,9}+\frac{5,2}{9,41}=1,225+0,553=1,778.$$

Коэффициент проводимости пути потока рассеяния по коронкам зубцов определяем по (2.128) [20]

$$\lambda_к=\frac{b_{\delta д}}{4\kappa_{\delta д}\,\delta_д}=\frac{0,031}{4\cdot 1,11\cdot 0,0055}=1,27.$$

Здесь $\delta_д=\delta_{гл}=5,5$ мм—воздушный зазор между якорем и добавочным полюсом; так как $\delta_д=\delta_{гл}$, то $\kappa_{\delta д}=\kappa_{\delta a}=1,11$; $b_{\delta д}=b_д+2\delta_д=0,020+2\cdot 0,0055=0,031$ м — расчетная дуга добавочного полюса.

Коэффициент проводимости путей потока рассеяния для лобовых частей (2.129)

$$\lambda_{лоб}=0,37\,\frac{l_{лоб}}{l_a}\lg\left(1+\frac{\pi\tau}{4h'_z}\right)=0,37\,\frac{530}{380}\lg\left(1+\frac{\pi\cdot 387}{4\cdot 35,2}\right)=0,508.$$

Напряженность коммутации определяется действительным значением реактивной э. д. с., наводящейся в секции за время ее нахождения в коротком замыкании, определяемом идеальной шириной щетки. Эту величину определяем по формуле (2.147), установленной Цорном по данным Р. Рихтера [20, 32, 27],

$$e_r=\frac{2}{3}\cdot\frac{I_a}{a}\cdot\frac{D_к}{b_{щi}}\cdot\frac{n}{1000}\,w_c^2\,[4u'\,l_a(\lambda_N+\lambda_к)+2\gamma_i\,l_{лоб}\,\lambda_{лоб}]\,10^{-6}=$$

$$=\frac{2}{3}\cdot\frac{1080}{3}\cdot\frac{58,0}{2,38}\cdot\frac{675}{1000}\,1^2\,[8,8\cdot 38,0\,(1,778+1,27)+$$

$$+2\cdot 4,82\cdot 53,0\cdot 0,508]\,10^{-6}=5,08 \text{ В}.$$

Здесь по (2.134) $b_{щi}=b_щ-\Delta_{из}=25-1,2=23,8$ мм — идеальная ширина щетки;

$\Delta_{из}=1,2$ мм — толщина межламельной изоляции;

$\gamma_i=\frac{b_щ-\Delta_{из}}{t_к}=\frac{2,38}{0,494}=4,82$ — идеальное щеточное перекрытие; $4u'=8,8$ (по рис. 2.33 для $\gamma_i=4,82$, $\varepsilon_к=1,5$ и $u_к=3$).

Самым напряженным по коммутации является режим работы при максимальной частоте вращения и минимальной степени возбуждения. Реактивная э. д. с., пропорциональная частоте вращения и току (в нашем случае заданному соотношению скоростей и необходимому по заданию коэффициенту использования мощности), в этой точке будет равна (2.148)

$$e_{r\,(v_{max},\,\beta_{min})}=e_r\,\frac{v_{max}}{v_\infty}\,\kappa_и=5,08\,\frac{125}{51,8}\,0,7=8,6 \text{ В}.$$

Это значение можно считать допустимым для тяговых двигателей с опорно-рамным подвешиванием (2.148).

Определяем параметры магнитной цепи добавочных полюсов. Необходимая средняя индукция в воздушном зазоре под добавочным полюсом (2.177)

$$B_к=\frac{e_r}{2l_д\,v_a}=\frac{5,08}{2\cdot 0,38\cdot 26,2}=0,255 \text{ Т},$$

где $v_a=26,2$ м/с — окружная скорость якоря;

$l_д=l_{mд}=l_a=380$ мм — длина наконечника добавочного полюса, равная длине шихтованной части его сердечника $l_{mд}$ и равная длине пакета якоря l_a (в случае $l_a<l_д$ подставляют l_a).

Полезный (коммутирующий) поток добавочного полюса (2.178)

$$\Phi_к=B_к\,l_д\,b_{\delta д}=0,255\cdot 0,38\cdot 0,031=0,003 \text{ Вб}.$$

Магнитное напряжение первого воздушного зазора (между якорем и добавочным полюсом) (2.183)

$$F_{\delta д}=\frac{1}{\mu_0}\,B_к\,\delta_д\,\kappa_{\delta д}\,\kappa'=\frac{1}{4\pi\cdot 10^{-7}}\,0,255\cdot 0,0055\cdot 1,11\cdot 1,04=1290 \text{ А},$$

где $\kappa'=1,04$ (по рис. 4.27).

Н. с. якоря в коммутационной зоне с учетом уменьшения тока в коммутируемых секциях по (2.168)

$$F_{aq}\left(1-\frac{b_к}{2\tau}\right)-F_{ко}=11\,100\left(1-\frac{0,0603}{2\cdot 0,387}\right)-8640=1\,590 \text{ А}.$$

Поток рассеяния определяем по вероятной картине поля рассеяния (рис. 4.28); в нашем случае при приближенной к якорю катушке добавочного полюса рассеяние на остов практически отсутствует.

Коэффициент удельной проводимости рассеяния между добавочным полюсом и главным полюсом по (4.33) и (4.34)

$$\lambda_р=\frac{a_1}{b_1}+\frac{a_2}{b_2}\cdot\frac{h_2}{h_к}+\frac{a_3}{b_3}\cdot\frac{h_3}{h_к}+\frac{a_4}{b_4}\cdot\frac{h_4}{h_к}+\frac{a_5}{b_5}\cdot\frac{h_5}{h_к}=\frac{9}{50}+\frac{9}{44}\cdot\frac{24}{30}+$$

$$+\frac{6}{39}\cdot\frac{18}{30}+\frac{11}{42}\cdot\frac{9,5}{30}+\frac{7}{31}\cdot\frac{2,5}{30}=0,539.$$

Размеры, входящие в эту формулу, берем в масштабе из рис. 4.28. Полная магнитная проводимость потока рассеяния между добавочным полюсом и главными полюсами ввиду отсутствия рассеяния на остов и сердечники главных

полюсов равна полной проводимости $\Lambda_р$ потока рассеяния между добавочным полюсом и рогами главных полюсов (4.52)

$$\Lambda_{д\sigma}=\Lambda_р=2\mu_0\,\lambda_р\,\frac{l_д+b_{mд}+l_m}{2}=2\cdot 0,4\pi\cdot 10^{-6}\cdot 0,539\,\frac{0,38+0,046+0,39}{2}=$$

$$=0,555\cdot 10^{-6}\ Г,$$

где $b_{mд}$ = 46 мм — ширина (листа) сердечника добавочного полюса.

Поток рассеяния добавочного полюса

$$\Phi_{д\sigma}=\left[F_{\delta д}+F_{aq}\left(1-\frac{b_к}{2\tau}\right)-F_{ко}\right]\Lambda_{д\sigma}=(1290+1590)\,0,555\cdot 10^{-6}=0,0016\ Вб.$$

Суммарный магнитный поток в сердечнике добавочного полюса

$$\Phi_{mд}=\Phi_к+0,82\Phi_{д\sigma}=0,003+0,82\cdot 0,0016=0,00431\ Вб,$$

где 0,82 — коэффициент, учитывающий непостоянство потока рассеяния по высоте полюса.

Коэффициент рассеяния добавочного полюса по (2.194)

$$\sigma_д=\frac{\Phi_{mд}}{\Phi_к}=\frac{0,00431}{0,003}=1,44.$$

Сечение сердечника добавочного полюса

$$S_{mд}=l_{mд}\,b_{mд}\cdot 0,97=0,38\cdot 0,046\cdot 0,97=0,0170\ м^2,$$

где 0,97 — коэффициент заполнения сердечника сталью марки Э1300А.

Магнитная индукция в сердечнике добавочного полюса

$$B_{mд}=\frac{\Phi_{mд}}{S_{mд}}=\frac{0,00431}{0,0170}=0,254\ Т.$$

Небольшая индукция $B_{mд}$ обусловлена тем, что пришлось сделать широкий сердечник полюса для размещения в нем стержня.

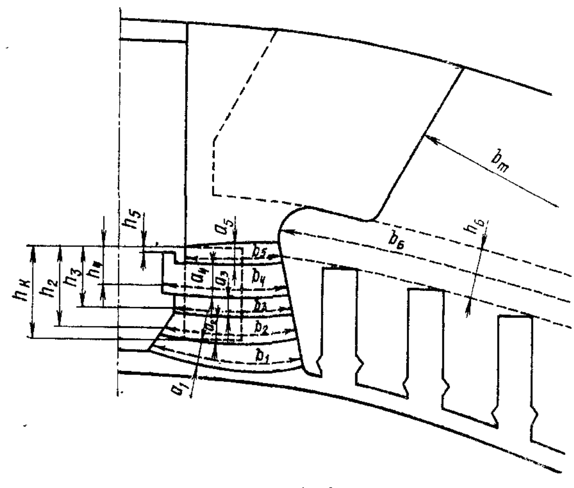


Рис. 4.28

Магнитное напряжение «второго зазора» (2.185)

$$F_{\delta j}=F_д-\left[F_{\delta д}+F_{aq}\left(1-\frac{b_к}{2\tau}\right)-F_{ко}\right]=4320-(1290+1590)=1440\ А.$$

С другой стороны, (2.186), (2.187)

$$F_{\delta j}=\frac{1}{\mu_0}\,B_{mд}\,\delta_j\,\frac{b_{mд}}{b_{mд}+2\delta_j}.$$

Решая последнее равенство относительно δ_j, находим (2.196)

$$\delta_j=\frac{F_{\delta j}\,b_{mд}}{\frac{1}{\mu_0}B_{mд}\,b_{mд}-2F_{\delta j}}=\frac{1400\cdot 0,046}{\frac{1}{0,4\pi\cdot 10^{-6}}0,254\cdot 0,046-2\cdot 1440}=0,0103\ \ м.$$

Округляя в меньшую сторону, принимаем «второй зазор» δ_j = 10,0 мм.

По ГОСТ 434—71 выбираем для обмотки добавочных полюсов медный проводник того же профиля, что и для компенсационной обмотки, размерами 4,7 × 30 мм, сечением $q_д$ = 140,14 мм². Плотность тока в обмотке добавочных полюсов (2.199)

$$j_д=I_a/q_д=1080/140,14=7,7\ А/мм^2.$$

Средняя длина витка катушки добавочного полюса на стадии расчета может быть найдена по формуле (2.202)

$$l_{ср\,(д)}=2l_{mд}+\pi\,(b_{mд}+b_{кат})+2\cdot 380+\pi\,(46+22)\approx 980\ мм=0,98\ м.$$

Здесь $b_{кат}$ = 22 мм — ширина катушки добавочного полюса, см. ниже; $b_{mд}$ = 46 мм — ширина сердечника добавочного полюса.

Сопротивление обмотки добавочных полюсов при 20° С (2.203)

$$r_д=\frac{2pw_д\,l_{ср\,(д)}}{57q_д}=\frac{6\cdot 4\cdot 0,98}{57\cdot 140,14}=0,00295\ Ом.$$

Масса меди обмотки добавочных полюсов (2.204)

$$m_{mд}=8,9\cdot 2pw_д\,l_{ср\,(д)}\,q_д\cdot 10^{-3}=8,9\cdot 6\cdot 4\cdot 0,98\cdot 140,14\cdot 10^{-3}\approx 30\ кг.$$

Размеры катушки добавочного полюса (см. рис. 4.26)

Высота, мм	
Медь	30,00
Корпусная изоляция — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, четыре слоя вполуперекрышку 0,05×2×2×4	0,80
Покровная изоляция — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×2×1	0,20
Общая высота катушки	31,0
Ширина, мм	
Медь 4,7×4	18,80
Межвитковая изоляция — полиамидная пленка толщиной 0,05 мм, 0,05×3	0,15
Корпусная изоляция — лента полиамидная толщиной 0,05 мм, четыре слоя вполуперекрышу 0,05×2×2×4	0,80
Покровная изоляция — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×2×1	0,20
Суммарная ширина	19,95

Общая ширина катушки с распушением (~8—10%) : 1,1 · 19,95 = 22 мм. Изоляция катушки — полиамидная класса Н, допускаемое превышение температуры 180° С.

§ 20.6. Расчет переменных составляющих токов, потоков и э. д. с.

Выполняем расчет для двух режимов работы: при максимальной скорости v_{max} и наименьшей степени возбуждения β_{min}, когда коммутация оказывается наиболее напряженной, и номинального, когда наиболее сильно проявляются дополнительные пульсационные потери и наибольшей получается трансформаторная э. д. с.

Режим максимальной скорости и наименьшей степени возбуждения. Исходные данные следующие. Напряжение на зажимах $U = 1000$ В. Ток двигателя (постоянная составляющая) $I_{a-} = I_{a\infty}\,\kappa'_и = 1080 \cdot 0{,}7 = 756$ А.

Скорость электровоза	$v_{max} = 125$ км/ч
Частота вращения якоря	$n_{max} = 1630$ об/мин
Окружная скорость якоря	$v_{a\,max} = 63{,}2$ м/с
Степень возбуждения (по постоянным составляющим)	$\beta_{min} = 0{,}27$
Коэффициент пульсации тока	$\kappa_i = 0{,}3$
Переменная составляющая тока якоря .	$I_{a\sim} = \kappa_i I_{a-} = 0{,}3 \cdot 756 = 227$ А

Геометрические размеры, поперечные сечения и длины магнитных путей берем из выполненного выше электромагнитного расчета и проекта двигателя.

Значения постоянных составляющих магнитных индукций, как и потоки, в соответствующих участках магнитной цепи главных полюсов обратно пропорциональны частотам вращения, а именно меньше в $\kappa_v = \frac{v_{max}}{v_\infty} = \frac{125}{51{,}8} = 2{,}42$ раза.

Оцениваем небалансную э. д. с. $\Delta E_\sim$ в двух случаях: при шунтировании обмотки возбуждения чисто активным сопротивлением ($\beta_{min} = I_{в-}/I_{a-} = 0{,}27$) и при наличии индуктивности в регулируемой шунтирующей цепи с той же степенью возбуждения по постоянным составляющим $\beta_{min} = 0{,}27$.

Предварительно выполняем краткий расчет коммутации на постоянном токе, так как нам потребуется значение постоянной составляющей магнитной индукции в сердечнике добавочного полюса. Как найдено выше, реактивная э. д. с. $e_{r(v_{max},\,\beta_{min})} = 8{,}6$ В. Необходимая средняя индукция под добавочным полюсом (2.177)

$$B_к = \frac{e_{r(v_{max},\,\beta_{min})}}{2 l_д v_{a\,max}} = \frac{8{,}6}{2 \cdot 0{,}38 \cdot 63{,}2} = 0{,}179 \text{ Т}.$$

Полезный коммутирующий поток добавочного полюса по формуле (2.178)

$$\Phi_к = B_к l_д b_{\delta д} = 0{,}179 \cdot 0{,}38 \cdot 0{,}031 = 0{,}00211 \text{ Вб}.$$

Магнитное напряжение первого воздушного зазора по формуле (2.183)

$$F_{\delta д} = \frac{1}{\mu_0} B_к \delta_д \kappa_{\delta д} \kappa' = \frac{1}{0{,}4\pi \cdot 10^{-6}} 0{,}179 \cdot 0{,}0055 \cdot 1{,}11 \cdot 1{,}04 = 905 \text{ А}.$$

Н. с. якоря в коммутационной зоне с учетом коммутации тока (2.168) изменяется пропорционально току

$$F_{aq}\left(1 - \frac{b_к}{2\tau}\right) - F_{ко} = 1590\,\frac{756}{1080} = 1090 \text{ А}.$$

Поток рассеяния добавочного полюса

$$\Phi_{д\sigma} = \left[F_{\delta д} + F_{aq}\left(1 - \frac{b_к}{2\tau}\right) - F_{ко}\right]\Lambda_{д\sigma} = (905 + 1090)\,0{,}555 \cdot 10^{-6} = 0{,}00112 \text{ Вб}.$$

Суммарный магнитный поток в сердечнике добавочного полюса

$$\Phi_{mд} = \Phi_к + 0{,}82\Phi_{д\sigma} = 0{,}00211 + 0{,}82 \cdot 0{,}00112 = 0{,}00303 \text{ Вб}.$$

Коэффициент рассеяния добавочного полюса по (2.194)

$$\sigma_д = \frac{\Phi_{mд}}{\Phi_к} = \frac{0{,}00303}{0{,}00211} = 1{,}44.$$

Постоянная составляющая магнитной индукции в сердечнике добавочного полюса

$$B_{mд} = \frac{\Phi_{mд}}{S_{mд}} = \frac{0{,}00303}{0{,}0170} = 0{,}179 \text{ Т}.$$

Переменная составляющая реактивной э. д. с.

$$E_{r\sim} = \kappa_i e_{r\,(v_{max},\,\beta_{min})} = 0{,}3 \cdot 8{,}6 = 2{,}58 \text{ В}.$$

Расчет переменной составляющей потока главных полюсов. Определяем магнитные сопротивления цепи переменной составляющей потока главных полюсов.

Магнитное сопротивление остова, $Г^{-1}$ (4.17)

$$Z_0 = C\frac{1}{2\pi}\ln\left(1 + \frac{\pi A}{l_m + b_m}\right)e^{j\psi} = 4{,}1 \cdot 10^6\,\frac{1}{2\pi}\ln\left(1 + \frac{\pi \cdot 0{,}117}{0{,}39 + 0{,}27}\right)e^{j54°} = 29{,}1 \cdot 10^4 e^{j54°}.$$

Здесь $A = 0{,}117$ м; $l_m = 0{,}39$ м; $b_m = 0{,}27$ м;

$C = 4{,}1 \cdot 10^6$ и $\psi = 54°$ для $B_j = \frac{1{,}48}{\kappa_v} = \frac{1{,}48}{2{,}42} = 0{,}613$ Т (см. рис. 4.7).

Магнитное сопротивление сердечника главного полюса, $Г^{-1}$, по (4.25)

$$Z_{mm} = K\frac{h_{mm}}{\mu_п S_m} = 1{,}3e^{j20°}\,\frac{0{,}072}{4{,}67 \cdot 10^{-4} e^{-j14°} \cdot 0{,}095} = 0{,}211 \cdot 10^4 e^{j34°}.$$

Здесь $h_{mm} = 0{,}072$ м; $S_m = 0{,}095$ м²; $\mu_п = 4{,}67 \cdot 10^{-4} e^{-j14°}$ для $B_m = \frac{1{,}57}{\kappa_v} = \frac{1{,}57}{2{,}42} = 0{,}65$ Т (см. рис. 4.8).

Магнитное сопротивление зубцового слоя компенсационной обмотки, $Г^{-1}$, по (4.26)

$$Z_{mz} = K\frac{h'_{zко}}{\mu_п S_{zко}} = 1{,}3e^{j20°}\,\frac{0{,}0371}{4{,}4 \cdot 10^{-4} e^{-j14°} \cdot 0{,}0698} = 0{,}157 \cdot 10^4 e^{j34°}.$$

Здесь $h'_{zко} = 0{,}0371$ м; $S_{zко} = 0{,}0698$ м²; $\mu_п = 4{,}4 \cdot 10^{-4}\,e^{-j14°}$ для $B_{zко} = \frac{1{,}79}{2{,}42} = 0{,}741$ Т (см. рис. 4.8).

Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и главным полюсом, $Г^{-1}$, по (4.28)

$$R_{\delta гл} = \theta\,\frac{\delta_{гл}\kappa_\delta}{\mu_0 \alpha_\delta \tau l_\delta} = 1{,}15\,\frac{0{,}0055 \cdot 1{,}26}{0{,}4\pi \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}715 \cdot 0{,}387 \cdot 0{,}385} = 5{,}96 \cdot 10^4.$$

Здесь $\theta = 1{,}15$; $\delta_{гл} = 0{,}0055$ м; $l_\delta = 0{,}385$ м; $\alpha_\delta = 0{,}715$; $\tau = 0{,}387$ м; $\kappa_\delta = 1{,}26$.

Магнитное сопротивление зубцового слоя якоря, $Г^{-1}$, по формуле (4.29)

$$Z_{za}=K\frac{h'_z}{\mu_п S_{z1/3}}=1,3e^{j20°}\frac{0,0352}{3,55\cdot10^{-4}e^{-j13°}\cdot0,053}=0,243\cdot10^4 e^{j33°}.$$

Здесь $h'_z=0,0352$ м; $S_{z1/3}=0,0530$ м²; $\mu_п=3,55\cdot10^{-4}e^{-j13°}$ для $B_{z1/3}=\frac{2,25}{2,42}=0,932$ Т (см. рис. 4.8).

Магнитное сопротивление спинки якоря, $Г^{-1}$, по формуле (4.30)

$$Z_a=K\frac{L_a}{2\mu_п S_a}=1,3e^{j20°}\frac{0,15}{2\cdot4,83\cdot10^{-4}e^{-j15°}\cdot0,0421}=0,481\cdot10^4e^{j35°}.$$

Здесь $S_a=0,0421$ м²; $L_a=0,15$ м; $\mu_п=4,83\cdot10^{-4}e^{-j15°}$ для $B_a=\frac{1,415}{2,42}=0,586$ Т (см. рис. 4.8).

Полное магнитное сопротивление цепи переменной составляющей потока главных полюсов, $Г^{-1}$, по формуле (4.8)

$$Z=Z_0+\sigma(Z_{mm}+Z_{mz})+R_{\delta гл}+Z_{za}+Z_a=29,1\cdot10^4e^{j54°}+1,2e^{j5°}(0,211\cdot10^4e^{j34°}+0,157\cdot10^4e^{j34°})+5,96\cdot10^4+0,243\cdot10^4e^{j33°}+0,481\cdot10^4e^{j35°}=(24,05+j\cdot24,29)10^4=34,19\cdot10^4e^{j45,3°}.$$

Полное электрическое сопротивление для переменной составляющей тока возбуждения обмотки главных полюсов, Ом, по (4.12)

$$Z_в=Z_э+r_в=\frac{j\omega w^2\cdot2p}{Z}+r_в=\frac{j\cdot2\pi\cdot100\cdot12^2\cdot6}{34,19\cdot10^4e^{j45,3°}}+0,0118=1,60e^{j44°}=1,142+j\cdot1,12.$$

Здесь $r_в=0,0118$ Ом — сопротивление обмотки возбуждения при 130° С. Следовательно, активное сопротивление обмотки возбуждения $R_{a(в)}=1,142$ Ом; индуктивное сопротивление обмотки возбуждения $X_{L(в)}=1,12$ Ом

Постоянное активное шунтирующее сопротивление при $\beta_н=0,98$.

$$R_{ш1}=\frac{\beta_н r_в}{1-\beta_н}=\frac{0,98\cdot0,0118}{1-0,98}=0,578\ Ом.$$

Эквивалентное активное сопротивление всей шунтирующей цепи при $\beta_{min}=0,27$ (по постоянным составляющим)

$$R_ш=\frac{\beta_{min}r_в}{1-\beta_{min}}=\frac{0,27\cdot0,0118}{1-0,27}=0,00438\ Ом.$$

Активное сопротивление (составляющая) регулируемой шунтирующей цепи

$$R_{ш2}=\frac{R_ш R_{ш1}}{R_{ш1}-R_ш}=\frac{0,00438\cdot0,578}{0,578-0,00438}=0,00442\ Ом.$$

Определяем переменную составляющую потока главных полюсов, а затем и трансформаторную э. д. с. при шунтировании обмотки возбуждения чисто активным сопротивлением ($\beta_{min}=\frac{I_{в-}}{I_{a-}}=0,27$) и для случая включения индуктивности в регулируемой шунтирующей цепи при той же общей степени возбуждения по постоянным составляющим $\beta_{min}=0,27$. Как показывает анализ параметров индуктивных шунтов электровозов пульсирующего тока, целесообразное отношение индуктивного сопротивления регулируемой шунтирующей цепи к индуктивному сопротивлению обмотки возбуждения находится в пределах 1,5—2,5. Расчеты выполняем в табличной форме (табл. 4.1).

Расчет переменной составляющей коммутирующего потока. Магнитное сопротивление остова, $Г^{-1}$ (4.38)

$$Z_0=C\frac{1}{2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi A}{l_{mд}+b_{mд}}\right)e^{j\psi}=4,1\cdot10^6\frac{1}{2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi\cdot0,232}{0,38+0,046}\right)e^{j54°}=65\cdot10^4e^{j54°}=(38,2+j52,6)10^4.$$

Здесь $A=0,232$ м; $l_{mд}=0,38$ м; $b_{mд}=0,046$ м; $C=4,1\cdot10^6$ и $\psi=54°$ для $B_j=0,613$ Т.

Магнитное сопротивление сердечника добавочного полюса, $Г^{-1}$, по формуле (4.46)

$$Z_д=K\xi\frac{h_д}{\mu_п l_{mд}(b_{mд}-b_{ст})0,97}=1,3e^{j20°}\cdot1\frac{0,102}{5,25\cdot10^{-4}e^{-j15°}\cdot0,0063}=3,82e^{j35°}\cdot10^4=(3,13+j2,19)10^4.$$

Здесь $h_д=0,102$ м; $l_{mд}(b_{mд}-b_{ст})0,97=0,38(0,046-0,028)0,97=0,0063$ м² — сечение сердечника добавочного полюса для переменной составляющей потока (за вычетом массивного стержня); $\xi=1$, так как катушка намотана на широкое ребро; $\mu_п=5,25\cdot10^{-4}e^{-j15°}$ соответствует наименьшей постоянной составляющей индукции, показанной на рис. 4.8, так как в нашем случае $B_{mд}$ еще меньше ($B_{mд}=0,179$ Т).

Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и наконечником добавочного полюса, $Г^{-1}$, по (4.47)

$$R_{\delta д}=\frac{\delta_д k_{\delta д}}{\mu_0(b_д+2\delta_д)(l_д+2\delta_д)}=\frac{0,0055\cdot1,11}{0,4\pi\cdot10^{-6}(0,02+2\cdot0,0055)(0,38+2\cdot0,0055)}=40\cdot10^4.$$

Определяем магнитное сопротивление второго зазора (немагнитной текстолитовой прокладки толщиной $\delta_j=10,0$ мм), $Г^{-1}$:

для бокового потока по формуле (4.48)

$$R'_j=\frac{1}{2\lambda'\mu_0(l_{mд}+b_{mд})}=\frac{28,3\cdot10^4}{b_{mд}+l_{mд}}=\frac{28,3\cdot10^4}{0,38+0,046}=66,5\cdot10^4;$$

самой прокладки по формуле (4.49)

$$R''_j=\frac{\delta_j}{\mu_0 l_{mд}b_{mд}}=\frac{0,01}{0,4\pi\cdot10^{-6}\cdot0,38\cdot0,046}=45,5\cdot10^4.$$

Полное магнитное сопротивление (чисто активное), $Г^{-1}$, по формуле (4.50)

$$R_j=\frac{R'_jR''_j}{R'_j+R''_j}=\frac{66,5\cdot10^4\cdot45,5\cdot10^4}{(66,5+45,5)10^4}=27\cdot10^4.$$

Магнитное сопротивление рассеяния на рога (башмаки) главных полюсов, $Г^{-1}$, по формуле (4.51)

$$Z_р=R_р=\frac{1}{\Lambda_р}=\frac{1}{0,555\cdot10^{-6}}=181\cdot10^4$$ (расчет $\Lambda_р=\Lambda_{д\sigma}$ см. § 20.5).

Параметры	Чисто активное шунтирование $X_{L\,(ш)}/X_{L\,(в)}=0$	В регулируемой шунтирующей цепи включена индуктивность			
		$X_{L\,(ш)}=0,5\,X_{L\,(в)}$	$X_{L\,(ш)}=0,8\,X_{L\,(в)}$	$X_{L\,(ш)}=1,5\,X_{L\,(в)}$	$X_{L\,(ш)}=2,0\,X_{L\,(в)}$
Индуктивное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи, Ом	$X_{L\,(ш)}=0$	$X_{L\,(ш)}=0,5\cdot 1,12=0,56$	$X_{L\,(ш)}=0,8\cdot 1,12=0,896$	$X_{L\,(ш)}=1,5\cdot 1,12=1,68$	$X_{L\,(ш)}=2,0\cdot 1,12=2,24$
Полное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи, Ом $Z_{ш2}=R_{ш2}+jX_{L\,(ш)}$	$Z_{ш2}=R_{ш2}=0,00442$	$Z_{ш2}=0,00442+j\cdot 0,56$	$Z_{ш2}=0,00442+j\cdot 0,896$	$Z_{ш2}=0,00442+j\cdot 1,68$	$Z_{ш2}=0,00442+j\cdot 2,24$
Полное сопротивление всей шунтирующей цепи, Ом $Z_ш=\frac{Z_{ш2}R_{ш1}}{Z_{ш2}+R_{ш1}}$	$Z_ш=R_ш=\frac{R_{ш2}\,R_{ш1}}{R_{ш2}+R_{ш1}}=0.00438$	$Z_ш=\frac{(0,00442+j\cdot 0,56)\,0,578}{0,00442+j\cdot 0,56+0,578}=0,281+j\cdot 0,287=0,4015\,e^{j45,6°}$	$Z_ш=\frac{(0,00442+j\cdot 0,896)\,0,578}{0,00442+j\cdot 0,896+0,578}=0,407+j\cdot 0,263=0,485\,e^{j32,4°}$	$Z_ш=\frac{(0,00442+j\cdot 1,68)\,0,578}{0,00442+j\cdot 1,68+0,578}=0,517+j\cdot 0,178=0,547\,e^{j19°}$	$Z_ш=\frac{(0,00442+j\cdot 2,24)\,0,578}{0,00442+j\cdot 2,24+0,578}=0,544+j\cdot 0,14=0,562\,e^{j14,4°}$
Переменная составляющая тока возбуждения, А $\dot I_{в\sim}=\dot I_{a\sim}\frac{Z_ш}{Z_в+Z_ш}$	$\dot I_{в\sim}=\dot I_{a\sim}\frac{R_ш}{Z_в+R_ш}=\frac{227\cdot 0,00438}{1,142+j\cdot 1,12+0,00438}=0,626\,e^{-j44,3°}$	$\dot I_{в\sim}=\frac{227\cdot 0,4015\,e^{j45,6°}}{1,60e^{j44,4°}+0,4015\,e^{j45,6°}}=45,7\,e^{j1,0°}$	$\dot I_{в\sim}=\frac{227\cdot 0,485\,e^{j32,4°}}{1,60\,e^{j44,4°}+0,485\,e^{j32,4°}}=53,1\,e^{-j9,4°}$	$\dot I_{в\sim}=\frac{227\cdot 0,574\,e^{j19°}}{1,60e^{j44,4°}+0,547\,e^{j19°}}=58,8\,e^{-j19,1°}$	$\dot I_{в\sim}=\frac{227\cdot 0,562\,e^{j14,4°}}{1,60\,e^{j44,4°}+0,562\,e^{j14,4°}}=60,5\,e^{-j22,4°}$
Переменная составляющая н. с. возбуждения главных полюсов, А $\dot F_{в\sim}=w_в\,\dot I_{в\sim}$	$\dot F_{в\sim}=12\cdot 0,626\,e^{-j44,3°}=7,52\,e^{-j44,3°}$	$\dot F_{в\sim}=12\cdot 45,7\,e^{j1,0°}=548\,e^{j1,0°}$	$\dot F_{в\sim}=12\cdot 53,1\,e^{-j9,4°}=637\,e^{-j9,4°}$	$\dot F_{в\sim}=12\cdot 58,8e^{-j19,1°}=706\,e^{-j19,1°}$	$\dot F_{в\sim}=12\cdot 60,5\,e^{-j22,4°}=726\,e^{-j22,4°}$
Переменная составляющая потока главных полюсов, Вб $\dot\Phi_{в\sim}=\frac{\dot F_{в\sim}}{Z}$, где $Z=34,19\cdot 10^{-4}\,e^{j45,3°}$	$\dot\Phi_{в\sim}=0,22\cdot 10^{-4}\,e^{-j89,6°}$	$\dot\Phi_{в\sim}=16,0\cdot 10^{-4}\,e^{-j44,3°}$	$\dot\Phi_{в\sim}=18,6\cdot 10^{-4}\,e^{-j54,7°}$	$\dot\Phi_{в\sim}=20,6\cdot 10^{-4}\,e^{-j64,4°}$	$\dot\Phi_{в\sim}=21,2\cdot 10^{-4}\,e^{-j67,7°}$
Трансформаторная э. д. с., В $\dot E_t=-j\cdot 2\pi f w_c\,\dot\Phi_{в\sim}$	$E_t=-j\cdot 628\cdot 0,22\times 10^{-4}e^{-j89,6°}=-0,0138\,e^{j0,4°}$	$\dot E_t=-j\cdot 628\cdot 16,0\times 10^{-4}\,e^{j44,3°}=-1,005^{j45,7°}=-0,702-j\cdot 0,72$	$\dot E_t=-j\cdot 628\cdot 18,6\times 10^{-4}\,e^{-j54,7°}=-1,17\,e^{j35,3°}=-0,955-j\cdot 0,676$	$\dot E_t=-j\cdot 628\cdot 20,6\times 10^{-4}\,e^{-j64,4°}=-1,295\,e^{j25,6°}=-1,17-j\cdot 0,56$	$\dot E_t=-j\cdot 628\cdot 21;2\times 10^{-4}\,e^{-j67,7°}=-1,33\,e^{j22,3°}=-1,23-j\cdot 0,505$
Небалансная э. д. с. $\Delta\dot E_\sim=\dot E_{r\sim}+\dot E_{к\sim}+\dot E_t$	$\Delta\dot E_\sim=1,53+j\cdot 0,87=1,76\,e^{j29,5°}$	$\Delta\dot E_\sim=0,84+j\cdot 0,15=0,853\,e^{j10,2°}$	$\Delta\dot E_\sim=0,585+j\cdot 0,194=0,616\,e^{j18,4°}$	$\Delta\dot E_\sim=0,37+j\cdot 0,31=0,483\,e^{j40°}$	$\Delta\dot E_\sim=0,31+j\cdot 0,365=0,479\,e^{j49,6°}$

Магнитное сопротивление верхнего пояса башмака главного полюса, $Г^{-1}$, по (4.56) (см. рис. 4.28)

$$Z_б = K \frac{b_б}{2\mu_п l_m h_б \cdot 0{,}97} = 1{,}3e^{j20°} \frac{0{,}335}{2\cdot 5{,}0\cdot 10^{-4} e^{-j15°} \cdot 0{,}39\cdot 0{,}016} =$$

$$= 7{,}2\cdot 10^4 e^{j35°} = (5{,}89 + j\cdot 4{,}12)\, 10^4.$$

Здесь $b_б = 0{,}335$ м; $l_m = 0{,}39$ м; $h_б = 0{,}016$ м; $\mu_п = 5{,}0\cdot 10^{-4} e^{-j15°}$ для $B_б = B_m \frac{b_m}{b_б} = 0{,}65 \frac{0{,}27}{0{,}335} = 0{,}524$ Т.

Определяем коммутирующий магнитный поток по (4.32″). Сначала находим вспомогательные величины M и L. Так как рассеяние на остов отсутствует, то $Z_{ро} = \infty$. Следовательно, $M = 0$ и $L = \frac{Z_о + MZ_{ро}}{Z_{рб}} = \frac{Z_о + 0\cdot\infty}{Z_{рб}}$.

Как видим, для нахождения L приходится раскрыть неопределенность $MZ_{ро} = 0\cdot\infty$:

$$Z_{ро} M = Z_{ро} \frac{Z_д + Z_j}{Z_д + Z_j + Z_{ро}} = \frac{Z_{ро}}{\frac{Z_д + Z_j + Z_{ро}}{Z_д + Z_j}} = \frac{Z_{ро}}{1 + \frac{Z_{ро}}{Z_д + Z_j}} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{ро}} + \frac{1}{Z_д + Z_j}};$$

$$\lim_{Z_{ро}\to\infty} \frac{1}{\frac{1}{Z_{ро}} + \frac{1}{Z_д + Z_j}} = Z_д + Z_j.$$

Следовательно,

$$L = \frac{Z_о + Z_д + Z_j}{Z_{рб}} = \frac{[(38{,}2 + j\cdot 52{,}6) + (3{,}13 + j\cdot 2{,}19) + 27{,}0]\, 10^4}{[(5{,}89 + j\cdot 4{,}12) + 181{,}0]\, 10^4} = 0{,}372 + j\cdot 0{,}285.$$

Коммутирующий поток (4.32″), Вб

$$\dot\Phi_{к\sim} = \frac{(w''_a - w_{ко})(1 + L) - w_д (1 - M)}{L (Z_б + R_р + R_{бд}) + R_{бд}} I_{a\sim} =$$

$$= \frac{(9{,}45 - 8)(1 + 0{,}372 + j\cdot 0{,}285) - 4(1 - 0)}{[(0{,}372 + j\cdot 0{,}285)(5{,}89 + j\cdot 4{,}12 + 181 + 40) + 40]\, 10^4} 227 =$$

$$= (-2{,}55 + j\cdot 2{,}135)\, 10^{-4},$$

где

$$w''_a = \frac{N}{8ap}\left(1 - \frac{b_к}{2\tau}\right) = \frac{738}{8\cdot 3\cdot 3}\left(1 - \frac{0{,}0603}{2\cdot 0{,}387}\right) = 9{,}45.$$

Коммутирующая э. д. с., В

$$\dot E_{к\sim} = \frac{2w_с v_a}{b_{бд}} \dot\Phi_{к\sim} = \frac{2\cdot 1\cdot 63{,}2}{0{,}031}(-2{,}55 + j\cdot 2{,}135)\, 10^{-4} = -1{,}04 +$$

$$+ j\cdot 0{,}87 = -1{,}36e^{-j39{,}9°}.$$

Небалансная э. д. с. при чисто активном шунтировании ($\beta_{min} = 0{,}27$)

$$\Delta\dot E_\sim = \dot E_{r\sim} + \dot E_{к\sim} + \dot E_t = 2{,}58 - 1{,}04 + j\cdot 0{,}87 - 0{,}0138 \simeq 1{,}53 +$$

$$+ j\cdot 0{,}87 = 1{,}76\, e^{j29{,}5°} \text{ В};$$

при включении индуктивности в регулируемой шунтирующей цепи $X_{L(ш)} = 2X_{L(в)} = 2{,}24$ Ом

$$\Delta\dot E_\sim = \dot E_{r\sim} + \dot E_{к\sim} + \dot E_t =$$

$$= 2{,}58 - 1{,}04 + j\cdot 0{,}87 - 1{,}23 -$$

$$- j\cdot 0{,}505 \simeq 0{,}31 + j\cdot 0{,}365 =$$

$$= 0{,}479e^{j49{,}6°} \text{ В}.$$

Значения $\Delta\dot E_\sim$, получающиеся при $\frac{X_{L(ш)}}{X_{L(в)}} = 0{,}5;\ 0{,}8;\ 1{,}5;\ 2{,}0$, показаны в табл. 4.1.

Обозначая цифрами *1—4* векторы, соответствующие значениям $X_{L(ш)}/X_{L(в)} = 0{,}5,\ 0{,}8,\ 1{,}5$ и $2{,}0$, строим векторную диаграмму (рис. 4.29). Найдя центр окружности концов вектора $\dot E_t$ и соединив его с началом координат, убеждаемся, что минимум $\Delta\dot E_\sim$ получается при значениях $X_{L(ш)} \approx 2{,}0\, X_{L(в)}$ и что в пределах $X_{L(ш)} = (1{,}5 \div 2{,}0)\, X_{L(в)}$ величина $\Delta\dot E_\sim$ меняется незначительно. Таким образом, за счет выбора целесообразных параметров активного и индуктивного шунтирования оказалось возможным уменьшить $\Delta\dot E_\sim$ в $\frac{1{,}76}{0{,}479} = 3{,}68$ раза.

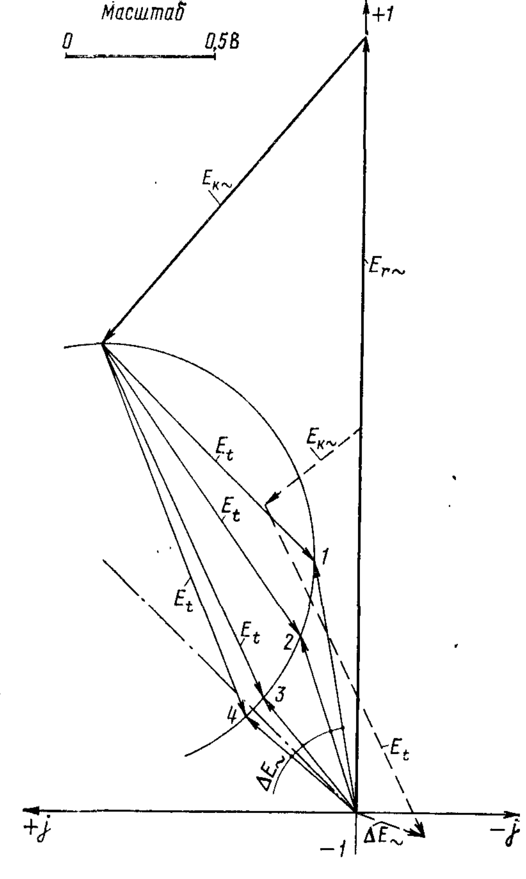


Рис. 4.29

Номинальный режим. Исходные данные следующие. Коэффициент пульсации тока в номинальном режиме $\kappa_i = 0{,}25$. Значения постоянных составляющих магнитной индукции в соответствующих участках магнитопроводов берем из расчетов магнитных цепей главных и добавочных полюсов, а реактивной э. д. с. — из расчета коммутации на постоянном токе, выполненных выше для номинального продолжительного режима. Подобный расчет, выполненный аналогично вышеизложенному для чисто активного шунтирования, соответствующего степени возбуждения $\beta_н = 0{,}98$, здесь не приводим. Конечные результаты расчета следующие.

Трансформаторная э. д. с.

$$\dot E_t = -1{,}1 - j\cdot 0{,}55 = -1{,}235\, e^{j26{,}7°} \text{ В}.$$

Переменная составляющая коммутирующей э. д. с.

$$\dot E_{к\sim} = -0{,}249 + j\cdot 0{,}315 = -0{,}4015e^{-j51{,}6°} \text{ В}.$$

Переменная составляющая реактивной э. д. с.

$$\dot E_{r\sim} = \kappa_i E_{r-} = 0{,}25\cdot 5{,}08 = 1{,}27 \text{ В}.$$

Небалансная э. д. с.

$$\Delta\dot{E}_{\sim}=\dot{E}_{r\sim}+\dot{E}_{к\sim}+\dot{E}_t=1,27-0,249+j\cdot 0,315-1,1-j\cdot 0,55=$$
$$=-0,08-j\cdot 0,235=-0,248e^{j71,2^\circ}\text{ В}.$$

Векторная диаграмма, соответствующая этому режиму, изображена на рис. 4.29 штриховыми линиями.

Для расчета дополнительных пульсационных потерь необходимы значения переменных составляющих магнитных потоков и магнитные сопротивления соответствующих участков магнитопроводов. Эти параметры получились следующими.

Переменная составляющая потока главных полюсов

$$\dot{\Phi}_{в\sim}=19,7\cdot 10^{-4}\,e^{-j63,3^\circ}\text{ Вб}.$$

Магнитное сопротивление зубцового слоя якоря

$$Z_{za}=21,5\cdot 10^4\,e^{j20^\circ}\text{ Г}^{-1}.$$

Магнитное сопротивление спинки якоря

$$Z_a=3,1\cdot 10^4\,e^{j26^\circ}\text{ Г}^{-1}.$$

Магнитное сопротивление зубцового слоя компенсационной обмотки

$$Z_{mz}=4,6\cdot 10^4\,e^{j22^\circ}\text{ Г}^{-1}.$$

Полное магнитное сопротивление цепи переменной составляющей потока главных полюсов

$$Z=90,22\cdot 10^4 e^{j36,1^\circ}\text{ Г}^{-1}.$$

Переменная составляющая тока возбуждения

$$\dot{I}_{в\sim}=148e^{-j27,2^\circ}\text{ А}.$$

§ 20.7. Тепловой расчет обмоток двигателя

Определение превышений температур обмоток выполняем для продолжительного режима работы, по возможности с учетом тех видов дополнительных потерь, возникающих при работе на пульсирующем токе, которые поддаются более менее точному определению.

Тепловой расчет обмотки якоря. Исходные данные. Из предыдущего расчета имеем:

Постоянная составляющая тока продолжительного режима $I_{a-}=1080$А.
Частота вращения $n=675$ об/мин и соответственно $v_a=26,2$ м/с, $f=33,8$ Гц.

Индукции, необходимые для определения потерь в стали:

$$B_{z^1/_3}=2,25\text{ Т};\ B_a=1,415\text{ Т};\ B_\delta=1,12\text{ Т}.$$

Магнитное напряжение зубцового слоя, необходимое для определения потерь в меди от пазового поля $F_z=3010$ А.

Сопротивление обмотки якоря при ожидаемой температуре

$$r_{at}=0,0119t_r,$$

здесь t_r определяем по (3.36)

$$t_r=1+\alpha_t\,(t_н-20^\circ)=1+0,004\,(t_н-20^\circ).$$

Суммарная длина обоих лобовых вылетов обмотки якоря $L_{лоб}=29,8$ см.

Приведенный периметр паза (см. § 17.3)

$$p'=2h_z+1,33b_п=2\cdot 35,1+1,33\cdot 7,75=80,3\text{ мм}=8,03\text{ см}.$$

Масса зубцов якоря (2.268)

$$m_z=\frac{b_{z1}+b_{z2}}{2}h_z'\,l_a\,Z\gamma_{ст}\cdot 0,97=\frac{0,011+0,0092}{2}\,0,0352\cdot 0,380\cdot 123\cdot 7,85\cdot 10^3\times$$
$$\times 0,97=127\text{ кг}.$$

Масса спинки (ярма) якоря (2.267)

$$m_a=0,97l_a\,\frac{\pi}{4}\,[(D_a-2h_z')^2-D_i^2-m_к\,(d_{к1}^2+d_{к2}^2)]\,\gamma_{ст}=$$
$$=0,97\cdot 0,380\frac{\pi}{4}\,[(0,74-2\cdot 0,0352)^2-0,37^2-30\,(0,028^2+0,026^2)]\,7,85\cdot 10^3=609\text{ кг},$$

где $m_к=30$ — число аксиальных вентиляционных каналов в ряду.

В настоящее время нет точных значений коэффициента теплопроводности материала полиамидной изоляции. Поэтому полагаем эту величину такой же, какой она рекомендована для миколентной изоляции паза якоря: $\Delta=0,0013$ Вт/(°С·см), считая, что главный выигрыш от применения полиамидной изоляции состоит в том, что, будучи тонкой, она позволяет применить медные проводники большего сечения.

Эффективная толщина изоляции

$$b_{из}=\frac{b_п'-b_м}{2}=\frac{0,79-0,63}{2}=0,08\text{ см},$$

где $b_п'=0,79$ см — ширина паза якоря в штампе; $b_м=b_{пр}=0,63$ см — ширина меди в пазу.

Удельная теплопроводность изоляции (3.32).

$$\lambda_{из}=\frac{\Delta}{b_{из}}=\frac{0,0013}{0,08}=0,0163\text{ Вт/(°С}\cdot\text{см}^2).$$

Расход охлаждающего воздуха выбираем из расчета 1,7—2,5 м³/мин на 1 кВт потерь (в продолжительном режиме); в данном случае принимаем (3.3′)

$$Q=1,72\,\Sigma\Delta P_\infty=1,72\,UI_a\,(1-\eta_д)=$$
$$=1,72\cdot 1000\cdot 1080\cdot 10^{-3}\,(1-0,93)=130\text{ м}^3/\text{мин}.$$

Эквивалентная скорость воздуха относительно поверхности якоря (3.30)

$$v_{aэ}=\sqrt{v_a^2+1,5\left(\frac{8Q}{D_a^2-D_i^2}\right)^2}=\sqrt{26,2^2+1,5\left(\frac{8\cdot 130\cdot 10^{-2}}{0,74^2-0,37^2}\right)^2}=40,7\text{ м/с}.$$

Коэффициент теплоотдачи (см. рис. 3.6) $\alpha=0,0132$ Вт/(°С · см²).

Определяем потери в якоре.

Потери в меди обмотки якоря. *Основные потери от постоянной составляющей тока*, Вт

$$\Delta P_{мa-}=I_{a-}^2\,r_{at}=1080^2\cdot 0,0119t_r=13\,900t_r.$$

Коммутационные потери определяем в следующем порядке.

Коэффициент по формуле (2.275)

$$e=\frac{l_{ср}-l_a}{l_a}=\frac{0,910-0,380}{0,380}=1,395.$$

Приведенная высота проводника по (2.142)

$$\xi = h_{пр}\sqrt{\frac{b_м \omega_a \mu_0 \lambda_м}{b'_п \cdot 2}} = 0{,}0045\sqrt{\frac{0{,}0063\cdot 2\pi\cdot 33{,}8\cdot 0{,}4\pi\cdot 10^{-6}\cdot 35\cdot 10^6}{0{,}0079\cdot 2}} = 0{,}275,$$

где $\omega_a = 2\pi f = 2\pi \cdot 33{,}8$ — угловая частота вращения якоря, $с^{-1}$;
$\mu_0 = 0{,}4\pi \cdot 10^{-6}$ Г/м; $h_{пр} = 0{,}0045$ м; $b_м = b_{пр} = 0{,}0063$ м; $b'_п = 0{,}0079$ м;
$\lambda_м = 35 \cdot 10^6$ См/м — удельная проводимость электротехнической меди при ожидаемом превышении температуры обмотки 150° С (при температуре 25 + 150 = 175° С).

Коэффициент по формуле (2.277)

$$\mu = \frac{31p\left(u_к + \gamma - \frac{a}{p}\right)}{K\xi^2} = \frac{31\cdot 3\,(3+5{,}07-1)}{369\cdot 0{,}275^2} = 23{,}6.$$

Коэффициент по формуле (2.278)

$$\psi = \frac{1{,}8}{\mu+2} = \frac{1{,}8}{23{,}6+2} = 0{,}0705.$$

Коэффициент по формуле (2.276)

$$u_п = 1 + 0{,}425 m^2 \xi^2 \psi = 1 + 0{,}425\cdot 6^2\cdot 0{,}275^2\cdot 0{,}0705 \simeq 1{,}082,$$

где $m = 6$ — число элементарных проводников по высоте паза.

Коэффициент Фильда по (2.274)

$$\kappa_Ф = \frac{u_п + e}{1+e} = \frac{1{,}082+1{,}395}{1+1{,}395} = 1{,}035.$$

Коммутационные потери, Вт, по формуле (2.273)

$$\Delta P_к = \Delta P_{ма-}(\kappa_Ф - 1) = 13\,900 t_r\,(1{,}035-1) \approx 490 t_r.$$

Потери от главного пазового поля (2.279)

$$\Delta P'_м = 1{,}5\frac{h^2_{пр}}{b'_п} f^{1{,}5} F_z b_{пр} l_a N = 1{,}5\frac{0{,}0045^2}{0{,}0079}\,33{,}8^{1{,}5}\cdot 3010\cdot 0{,}0063\cdot 0{,}380 \times$$
$$\times 738 = 4020 \text{ Вт}.$$

Добавочные пульсационные потери складываются из потерь от повышения действующего значения тока и потерь от вихревых токов; их сумма определяется по формуле

$$\Delta P_{пма\sim} = 0{,}5\,(\kappa_i I_{a-})^2 r_{at} + 0{,}5\,(\kappa_i I_{a-})^2 r_{at}(\kappa_Ф - 1) =$$
$$= 0{,}5\,(\kappa_i I_{a-})^2 \kappa_Ф r_{at} = 0{,}5\kappa_Ф I^2_{a\sim} r_{at},$$

где $\kappa_i = 0{,}25$ — коэффициент пульсации тока двигателя; $\kappa_Ф$ — среднее значение коэффициента Фильда для всего паза, состоящего из m элементарных проводников по высоте, с учетом того, что добавочные потери выделяются только в пазовой части обмотки якоря, может быть выражено по (4.59).

Приведенная высота (2.142)

$$\xi = h_{пр}\sqrt{\frac{b_м}{b'_п}\cdot\frac{\omega\mu_0\lambda_м}{2}} = 0{,}0045\sqrt{\frac{0{,}0063\cdot 2\pi\cdot 100\cdot 0{,}4\pi\cdot 10^{-6}\cdot 35\cdot 10^6}{0{,}0079\cdot 2}} = 0{,}473.$$

Функции:

$$\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45}\xi^4 = 1 + \frac{4}{45}\,0{,}473^4 = 1{,}00445;\quad \psi(\xi) = \frac{1}{3}\xi^4 = \frac{1}{3}\,0{,}473^4 = 0{,}0167.$$

Коэффициент Фильда по (4.59)

$$\kappa_Ф = \left[\left(1{,}00445 + \frac{6^2-1}{3}\,0{,}0167\right) - 1\right]\frac{0{,}380}{0{,}910} + 1 = 1{,}084.$$

Следовательно,

$$\Delta P_{пма\sim} = 0{,}5\cdot 1{,}084\,(0{,}25\cdot 1080)^2\,0{,}0119 t_r = 470 t_r.$$

Суммарные потери в меди обмотки якоря, Вт

$$\Sigma\Delta P_{ма} = \Delta P_{ма-} + \Delta P_к + \Delta P_{пма\sim} + \Delta P'_м = 13\,900 t_r + 490 t_r + 470 t_r + 4020 =$$
$$= 14\,860 t_r + 4020.$$

Потери в стали. Удельные потери в зубцах якоря (2.270)

$$p_z = \left[0{,}044 f + 5{,}6\left(\frac{f}{100}\right)^2\right] B^2_{z1/3} =$$
$$= \left[0{,}044\cdot 33{,}8 + 5{,}6\left(\frac{33{,}8}{100}\right)^2\right] 2{,}25^2 = 10{,}8 \text{ Вт/кг}.$$

Удельные потери в ярме якоря (2.269)

$$p_a = \left[0{,}044 f + 5{,}6\left(\frac{f}{100}\right)^2\right] B^2_a = \left[0{,}044\cdot 33{,}8 + 5{,}6\left(\frac{34{,}8}{100}\right)^2\right] 1{,}415^2 =$$
$$= 4{,}27 \text{ Вт/кг}.$$

Потери в стали всей машины (2.266)

$$\Delta P_c = 2{,}4\,(m_z p_z + m_a p_a) = 2{,}4\,(127\cdot 10{,}8 + 609\cdot 4{,}27) = 9550 \text{ Вт},$$

где 2,4 — коэффициент, соответствующий электротехнической стали марки Э1300А с удельными потерями $p_{10/50} = 2{,}2$ Вт/кг.

Потери в стали наконечников (башмаков) главных полюсов (3.52)

$$\Delta P_{ско} = \kappa_0\left(\frac{Zn}{10\,000}\right)^{1{,}5}[(\kappa_\delta - 1) B_\delta t_1\cdot 10^{-3}]^2\, 2pZ_{ко} b_{zко} l_m =$$
$$= 1{,}5\left(\frac{123\cdot 675}{10\,000}\right)^{1{,}5}[(1{,}26-1)\,1{,}12\cdot 0{,}0189\cdot 10^{-3}]^2\, 6\cdot 8\cdot 0{,}019\cdot 0{,}39 \simeq 390 \text{ Вт}.$$

Потери в стали якоря на перемагничивание

$$\Delta P_{са} = \Delta P_c - \Delta P_{ско} = 9550 - 390 = 9160 \text{ Вт}.$$

Потери в стали сердечника от пульсации магнитного потока главных полюсов

$$\Delta P_{пса} = p\omega\Phi^2_{в\sim}(Z_a \sin\psi_a + Z_{za}\sin\psi_{za}) = 3\cdot 628\,(19{,}7\cdot 10^{-4})^2\,(3{,}1\cdot 10^4 \sin 26° +$$
$$+ 21{,}5\cdot 10^4 \sin 20°) \approx 610 \text{ Вт}.$$

Из расчета переменных составляющих токов, потоков и э. д. с. здесь:
$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 100 = 628\ с^{-1}$; $\Phi_{в\sim} = 19{,}7 \cdot 10^{-4}$ Вб — амплитуда переменной составляющей потока главных полюсов; $Z_a = 3{,}1 \cdot 10^4\ Г^{-1}$; $\psi_a = 26°$ — соответственно модуль и аргумент комплекса магнитного сопротивления ярма якоря; $Z_{za} = 21{,}5 \cdot 10^4\ Г^{-1}$; $\psi_{za} = 20°$ — соответственно модуль и аргумент комплекса магнитного сопротивления зубцового слоя якоря.

Суммарные потери в стали якоря

$$\Sigma\Delta P_{ca}=\Delta P_{ca}+\Delta P_{\text{пса}}=9160+610=9770 \text{ Вт}.$$

Превышение температуры меди обмотки якоря над окружающим воздухом (3.39) и (3.41)

$$\theta_{\text{м}}=\frac{\Sigma\Delta P_{\text{ма}}\left[1+\frac{\alpha}{\lambda_{\text{из}}p'}\left(t_1+\frac{m_{\text{к}}\pi d_{\text{к}}}{2Z}\right)\right]+\Sigma\Delta P_{ca}\left(1-\frac{\alpha}{\lambda_{\text{из}}p'}t_1\frac{L_{\text{лоб}}}{l_a}\right)}{\alpha\pi\left[D_a(l_a+L_{\text{лоб}})+\frac{m_{\text{к}}d_{\text{к}}}{2}l_a\right]}\times$$

$$\times 0,91+\theta_{\text{возд}}=\frac{(14\,860t_r+4020)\left[1+\frac{0,0132}{0,0163\cdot 8,03}\left(1,89+\frac{30\pi(2,8+2,6)}{2\cdot 123}\right)\right]+}{0,0132\pi\,[74\,(38,0+29,8)+}\to$$

$$\to\frac{+9770\left(1-\frac{0,0132}{0,0163\cdot 8,03}1,89\frac{29,8}{38,0}\right)}{+\frac{30(2,8+2,6)}{2}38,0]}0,91+13=56,5t_r+38+13=$$

$$=56,5\cdot 1,59+51\approx 141^\circ \text{ C}.$$

Здесь $\theta_{\text{возд}}=13^\circ$ С — среднее превышение температуры вентилирующего воздуха, принимается по рис. 3.8 для $Q/\Sigma\Delta P_\infty\approx 1,72\ \frac{\text{м}^3/\text{мин}}{\text{кВт}}$. Коэффициент 0,91 учитывает открытое исполнение лобовых частей обмотки якоря. Коэффициент $t_r=1,59$ определяем методом подбора при совместном решении последнего уравнения и уравнения (3.36): $t_r = 1 + 0,004\ (t_{\text{н}} - 20)$. Он соответствует температуре нагрева $t_{\text{н}} = 141 + 25 = 166^\circ$ С, где 25° С — температура окружающего воздуха.

С учетом необходимого запаса на разброс, а также принимая во внимание, что не все потери на пульсирующем токе учтены, полученное значение $\theta_{\text{м}}$ следует считать приемлемым.

Тепловой расчет катушек главных полюсов. Исходные данные. Число витков катушки $w_{\text{в}} = 12$.

Постоянная составляющая продолжительного тока катушки (с учетом постоянного шунтирования) $I_{\text{в}-} = I_a\text{–}\beta_{\text{и}} = 1080 \cdot 0,98 = 1060$ А.

Амплитуда переменной составляющей тока возбуждения (из расчета переменных составляющих токов, потоков и э. д. с.) $I_{\text{в}\sim} = 148$ А.

Эквивалентная скорость охлаждающего воздуха по формуле (3.29)

$$v_{\text{э}}=\frac{8Q\cdot 10^{-2}}{D_a^2-D_i^2}=\frac{8\cdot 130\cdot 10^{-2}}{0,74^2-0,37^2}=25,4 \text{ м/с}.$$

Коэффициент теплоотдачи (см. рис. 3.6) $\alpha = 0,0096$ Вт/(°С · см²).

Эффективная толщина изоляции (на одну сторону) по формуле (3.34)

$$b_{\text{из}}=b_{\text{внеш}}+b_{\text{внутр}}=1,04+0,6=1,64 \text{ мм}=0,164 \text{ см},$$

где

$$b_{\text{внеш}}=0,13\cdot 2\cdot 4=1,04 \text{ мм};$$

$$b_{\text{внутр}}=\frac{w_{\text{в}}}{10}b'_{\text{из}}=\frac{12}{10}0,5=0,6 \text{ мм};$$

$$b'_{\text{из}}=0,5 \text{ мм — межвитковая изоляция}.$$

Коэффициент теплопроводности материала изоляции типа «Монолит-2» можно принимать равным $\Delta = 0,002 \div 0,00225$ Вт/°(С · см) (3.33).

Удельная теплопроводность изоляции (3.32)

$$\lambda_{\text{из}}=\frac{\Delta}{b_{\text{из}}}=\frac{0,00225}{0,164}=0,0137 \text{ Вт/(°С}\cdot\text{см}^2).$$

При моноблочном исполнении катушки она с трех сторон плотно прилегает к стали и по этим поверхностям коэффициенты уменьшения термической проводимости (см. § 17.4) могут быть приняты $\kappa_1 = \kappa_3 = \kappa_4 = 1$; для поверхности, обдуваемой воздухом, $\kappa_2 = 0,5$. Периметр катушки (по чертежу магнитной цепи и расчету размеров катушки)

$$p=60+60+52+58=230 \text{ мм}=23 \text{ см}.$$

Приведенный периметр катушки

$$p'=60\kappa_1+60\kappa_2+52\kappa_3+58\kappa_4=60\cdot 1+60\cdot 0,5+52\cdot 1+58\cdot 1=200 \text{ мм}=20 \text{ см}.$$

Если подрез боковых внутренних граней катушки меньше $^1/_3$ ее высоты, как в нашем случае, его можно не учитывать (2.258).

Основные потери в меди обмотки возбуждения от постоянной составляющей тока

$$\Delta P_{\text{мв}-}=I_{\text{в}-}^2\,r_{\text{в}}\,t_r.$$

Дополнительные потери в меди обмотки возбуждения от переменной составляющей тока возбуждения при ожидаемой температуре

$$\Delta P_{\text{мв}\sim}=\left(\frac{I_{\text{в}\sim}}{\sqrt{2}}\right)^2 r_{\text{в}}\,t_r=0,5I_{\text{в}\sim}^2\,r_{\text{в}}\,t_r.$$

Суммарные потери в меди обмотки возбуждения одного главного полюса при ожидаемой температуре

$$\Sigma\Delta P_{\text{мв}}=\frac{1}{2p}(\Delta P_{\text{мв}-}+\Delta P_{\text{мв}\sim})=\frac{1}{2p}(I_{\text{в}-}^2+0,5I_{\text{в}\sim}^2)\,r_{\text{в}}\,t_r=$$

$$=\frac{1}{2p}(I_{\text{в}-}^2+0,5I_{\text{в}\sim}^2)\frac{2pw_{\text{в}}\,l_{\text{ср(в)}}}{57q_{\text{в}}\,\kappa_{\text{подр}}}t_r=(I_{\text{в}-}^2+0,5I_{\text{в}\sim}^2)\frac{w_{\text{в}}\,l_{\text{ср(в)}}}{57q_{\text{в}}\,\kappa_{\text{подр}}}t_{r\sim},$$

Превышение температуры меди обмотки возбуждения над окружающим воздухом (3.47)и (3.41)

$$\theta_{\text{м}}=\frac{\Sigma\Delta P_{\text{мв}}\left(\frac{p'}{p}+\frac{\alpha}{\lambda_{\text{из}}}\right)}{\alpha p'\,l_{\text{ср(в)}}}+\theta_{\text{возд}}=\frac{(I_{\text{в}-}^2+0,5I_{\text{в}\sim}^2)\,w_{\text{в}}\left(\frac{p'}{p}+\frac{\alpha}{\lambda_{\text{из}}}\right)}{57q_{\text{в}}\,\alpha p'\cdot 10^2}t_r+\theta_{\text{возд}}=$$

$$=\frac{(1060^2+0,5\cdot 148^2)\,12\left(\frac{20}{23}+\frac{0,0096}{0,0137}\right)}{57\cdot 239,52\cdot 0,0096\cdot 20\cdot 10^2}t_r+13=81,7t_r+13=$$

$$=81,7\cdot 1,6+13=144^\circ \text{ C},$$

где $t_r = 1,6$ соответствует температуре нагрева $t_{\text{н}} = 144 + 25 = 169^\circ$ С.

Тепловой расчет катушек добавочных полюсов. Исходные данные. Число витков катушки $w_{\text{д}} = 4$.

Постоянная составляющая продолжительного тока катушки $I_{a-} = 1080$ А.

Амплитуда переменной составляющей тока $I_{a\sim} = \kappa_i I_{a-} = 0,25 \cdot 1080 = 270$ А.

Эквивалентная скорость воздуха $v_{\text{э}} = 25,4$ м/с.

Коэффициент теплоотдачи (см. рис. 3.6) $\alpha = 0,0096$ Вт/(°С · см²).

Эффективная толщина изоляции (на одну сторону) (3.34)

$$b_{\text{из}} = b_{\text{внеш}} + b_{\text{внутр}} = 0,5 + 0,02 = 0,52 \text{ мм} = 0,052 \text{ см},$$

где $b_{\text{внеш}} = 0,05 \cdot 2 \cdot 4 + 0,1 = 0,5$ мм;

$$b_{\text{внутр}}=\frac{w_{\text{д}}}{10}b'_{\text{из}}=\frac{4}{10}0,05=0,02 \text{ мм};$$

$b'_{\text{из}} = 0,05$ мм — межвитковая изоляция.

Коэффициент теплопроводности материала полиамидной изоляции принимаем, как и для обмотки якоря $\Delta = 0{,}0013$ Вт/(°С · см).

Удельная теплопроводность изоляции по (3.32)

$$\lambda_{из} = \frac{\Delta}{b_{из}} = \frac{0{,}0013}{0{,}052} = 0{,}025 \text{ Вт/(°С·см}^2\text{)}.$$

Периметр катушки (по чертежу магнитной цепи и расчету размеров катушки)

$$p = 22 + 31 + 22 + 31 = 106 \text{ мм} = 10{,}6 \text{ см}.$$

Катушка добавочного полюса, являясь продолжением копенсационной обмотки, наматывается вокруг сердечника на широкое ребро (см. рис. 4.26).

Сверху по поверхности *1* катушка удерживается пластмассовым угольником, здесь может иметь место выступание межвитковой изоляции и здесь коэффициент уменьшения термической проводимости принимаем $\kappa_1 = 0{,}2$; по поверхности *2*, обдуваемой воздухом, $\kappa_2 = 0{,}5$; поверхностью *3* катушка опирается в отличие от поверхности *1* на латунные угольники и плотно к ним прижата, поэтому принимаем $\kappa_3 = 1{,}0$; всей поверхностью *4* катушка прилегает к стальному сердечнику, здесь $\kappa_4 = 1{,}0$.

Приведенный периметр катушки по формуле (3.43)

$$p' = 22\kappa_1 + 31\kappa_2 + 22\kappa_3 + 31\kappa_4 = 22\cdot 0{,}2 + 31\cdot 0{,}5 + 22\cdot 1{,}0 + \\ + 31\cdot 1{,}0 = 72{,}9 \text{ мм} = 7{,}29 \text{ см}.$$

Превышение температуры меди катушки добавочного полюса над окружающим воздухом (3.41) и (3.50)

$$\theta_м = \frac{\Sigma\Delta P_{мд}\left(\dfrac{p'}{p} + \dfrac{\alpha}{\lambda_{из}}\right)}{\alpha p' \, l_{ср(д)}} = \frac{(I_{a-}^2 + 0{,}5 I_{a\sim}^2)\, w_д \left(\dfrac{p'}{p} + \dfrac{\alpha}{\lambda_{из}}\right)}{57 q_д \alpha p \cdot 10^2} t_r + \theta_{возд} =$$

$$= \frac{(1080^2 + 0{,}5\cdot 270^2)\, 4 \left(\dfrac{7{,}29}{10{,}6} + \dfrac{0{,}0096}{0{,}025}\right)}{57\cdot 140{,}14\cdot 0{,}0096\cdot 7{,}29\cdot 10^2} t_r + 13 = 92{,}2 t_r + 13 =$$

$$= 92{,}2\cdot 1{,}7 + 13 = 170° \text{ С},$$

где $t_r = 1{,}7$ соответствует температуре нагрева $t_н = 170 + 25 = 195°$ С.

Тепловой расчет компенсационной обмотки (см. § 17.5).

Основные потери в меди компенсационной обмотки от постоянной составляющей тока при ожидаемой температуре (3.51)

$$\Delta P_{мко-} = I_{a-}^2\, r_{ко}\, t_r = 1080^2\cdot 0{,}0092 t_r = 10\,730 t_r \text{ Вт}.$$

Дополнительные потери в меди компенсационной обмотки от повышения действующего значения тока, Вт

$$\Delta P_{пмко\sim} = 0{,}5\,(\kappa_i I_{a-})^2\, r_{ко}\, t_r = 0{,}5\,(0{,}25\cdot 1080)^2\, 0{,}0092 t_r = 365 t_r.$$

Суммарные потери в меди компенсационной обмотки, Вт

$$\Sigma\Delta P_{мко} = \Delta P_{мко-} + \Delta P_{пмко\sim} = 10\,730 t_r + 365 t_r = 11\,095 t_r.$$

Потери в стали наконечников (башмаков) главных полюсов (3.52) $\Delta P_{ско} = 390$ Вт.

Потери в стали зубцов компенсационной обмотки от пульсации магнитного потока главных полюсов

$$\Delta P_{пско\sim} = p\omega \Phi_{в\sim}^2\, Z_{mz} \sin \psi_{mz} = 3\cdot 628\,(19{,}7\cdot 10^{-4})^2\, 4{,}6\cdot 10^4 \sin 22° \approx 130 \text{Вт},$$

где $Z_{mz} = 4{,}6 \cdot 10^4$ Ом — модуль комплекса магнитного сопротивления зубцового слоя компенсационной обмотки;

$\psi_{mz} = 22°$ — его аргумент.

Суммарные потери в стали зубцов в компенсационной обмотке

$$\Sigma\Delta P_{ско} = \Delta P_{ско} + \Delta P_{пско\sim} = 390 + 130 = 520 \text{ Вт}.$$

Поверхность, передающая тепло от меди к стали (3.59),

$$S_{паз} = 2pZ_{ко}\,(2h_{zко} + b_{пко})\, l_m = 6\cdot 8\,(2\cdot 3{,}7 + 1{,}14)\, 39{,}0 = 16\,000 \text{ см}^2.$$

Поверхность теплоотдачи со стали зубцов (3.58)

$$S_{ст} = 2p\,(Z_{ко}\, b_{zко} + 2h_{zко})\, l_m = 6\,(8\cdot 1{,}9 + 2\cdot 3{,}7)\, 39{,}0 = 5300 \text{ см}^2.$$

Поверхность теплоотдачи с лобовых частей

$$S_{лоб} = 2l_{sко}\,(h_{zко} + b_{пко})\, pZ_{ко} = 2\cdot 37{,}5\,(3{,}7 + 1{,}14)\, 3\cdot 8 = 8720 \text{ см}^2.$$

Эквивалентная скорость воздуха (см. тепловой расчет обмотки якоря) $v_{aэ} = 40{,}7$ м/с.

Коэффициент теплоотдачи (см. рис. 3.6) $\alpha = 0{,}0132$ Вт/(°С · см²).

В соответствии с заполнением паза компенсационной обмотки эффективная толщина пазовой изоляции на одну сторону

$$b_{из} = b_{внеш} + b_{внутр} = 1{,}0 + 0{,}1 = 1{,}1 \text{ мм} = 0{,}11 \text{ см}.$$

Здесь толщина внешней изоляции на одну сторону равна (с учетом зазоров и пустот)

$$b_{внеш} = \frac{b'_{пко} - [b_м + (m-1) b'_{из}]}{2} = \frac{11{,}6 - [2\cdot 4{,}7 + (2-1)\, 0{,}2]}{2} = 1{,}0 \text{ мм}.$$

Эквивалентная толщина внутренней изоляции $b_{внутр}$ определяется по (3.34′)

$$b_{внутр} = \frac{m}{4} b'_{из} = \frac{2}{4} 0{,}2 = 0{,}1 \text{ мм}.$$

Здесь $m = 2$ — число рядом лежащих проводников по ширине паза; $b'_{из} = 0{,}05 \cdot 2 \cdot 2 = 0{,}2$ мм — толщина изоляции проводника на обе стороны.

Коэффициент теплопроводности материала изоляции (как и для якоря) (3.33) $\Delta = 0{,}0013$ Вт/(°С · см).

Удельная теплопроводность пазовой изоляции (3.32)

$$\lambda_{паз} = \frac{\Delta}{b_{из}} = \frac{0{,}0013}{0{,}11} = 0{,}0118 \text{ Вт/(°С·см}^2\text{)}.$$

В лобовых частях оставляем ту же изоляцию, что и в пазах. Тогда толщина внешней изоляции равна сумме толщин витковой, корпусной и покровной на одну сторону (см. заполнение паза компенсационной обмотки)

$$b_{внеш} = 0{,}05\cdot 2 + 0{,}05\cdot 2\cdot 4 + 0{,}1\cdot 1 = 0{,}6 \text{ мм};$$

эквивалентная толщина внутренней изоляции, определенная выше, $b_{внутр} = 0{,}1$ мм. Эффективная толщина изоляции в лобовых частях (на одну сторону)

$$b_{из} = b_{внеш} + b_{внутр} = 0{,}6 + 0{,}1 = 0{,}7 \text{ мм} = 0{,}07 \text{ см}.$$

Удельная теплопроводность лобовой изоляции (3.32)

$$\lambda_{лоб} = \frac{\Delta}{b_{из}} = \frac{0{,}0013}{0{,}07} = 0{,}0186 \text{ Вт/(°С·см}^2\text{)}.$$

Превышение температуры меди компенсационной обмотки над окружающим воздухом (3.41) и (3.64)

$$\theta_{\text{мко}} = \frac{\Sigma\Delta P_{\text{мко}}\left(1+\dfrac{\alpha S_{\text{ст}}}{\lambda_{\text{паз}} S_{\text{паз}}}\right)+\Sigma\Delta P_{\text{ско}}}{\dfrac{\alpha\lambda_{\text{лоб}}}{\alpha+\lambda_{\text{лоб}}} S_{\text{лоб}}\left(1+\dfrac{\alpha S_{\text{ст}}}{\lambda_{\text{паз}} S_{\text{паз}}}\right)+\alpha S_{\text{ст}}} + \theta_{\text{возд}} =$$

$$= \frac{11\,095 t_r\left(1+\dfrac{0{,}0132\cdot 5300}{0{,}0118\cdot 16\,000}\right)+520}{\dfrac{0{,}0132\cdot 0{,}0186}{0{,}0132+0{,}0186}\,8720\left(1+\dfrac{0{,}0132\cdot 5300}{0{,}0118\cdot 16\,000}\right)+0{,}0132\cdot 5300}+13=$$

$$=93{,}5 t_r+16{,}2=93{,}5\cdot 1{,}72+16{,}2\simeq 177°\ \text{C},$$

где $t_r = 1{,}72$ соответствует температуре нагрева $t_{\text{н}} = 177 + 25 = 202°$ С.

§ 20.8. Расчет электромеханических характеристик двигателя с последовательным возбуждением[1]

Общие предварительные замечания. Расчет всех электромеханических характеристик выполняем в качестве примера для степеней возбуждения: номинальной $\beta_{\text{н}} = 0{,}98$ и наименьшей $\beta_{\min} = 0{,}27$. Для промежуточных степеней возбуждения расчеты выполняют аналогично последнему.

Учитывая громоздкость расчета добавочных потерь при пульсирующем токе, характеристику к. п. д. двигателя рассчитаем, исходя из работы двигателя на постоянном токе, а снижение к. п. д. оценим только в номинальном режиме, рассчитав те виды добавочных пульсационных потерь, которые поддаются более менее точному определению.

В соответствии с ГОСТ 2582—72 при изоляции обмоток классов F и Н электромеханические характеристики строят для температуры меди обмоток $t_{\text{н}} = 130°$ С (коэффициент увеличения сопротивления меди равен $t_r = 1{,}44$).

Скоростные характеристики. При расчете скоростной характеристики при *номинальном возбуждении* наиболее трудным является учет размагничивающего действия реакции якоря. Удобно рассчитывать скоростную характеристику сразу с учетом размагничивающего действия реакции якоря по универсальной магнитной характеристике, предложенной М. Д. Находкиным и В. С. Хвостовым [35]. Исходной величиной при этом служит полный коэффициент насыщения, равный отношению всей н. с. главных полюсов $F_{\text{в}} = I_{\text{в}}w_{\text{в}}$, включающей и прибавку на компенсацию размагничивающего действия реакции якоря, к магнитному напряжению воздушного зазора: $\kappa_{\text{н}} = F_{\text{в}}/F_\delta$, так как эффект от действия реакции якоря соответствует увеличению насыщения.

С учетом ранее упомянутого коэффициента запаса на возможные отклонения характеристик расчетный коэффициент насыщения в номинальном режиме равен

$$\kappa'_{\text{н}}=1{,}07\kappa_{\text{н}}=1{,}07\,\frac{F_{\text{в}}}{F_\delta}=1{,}07\,\frac{12\,700}{6430}=2{,}12.$$

Пользуясь универсальной характеристикой (см. рис. 2.63), находим соответствующие $\kappa'_{\text{н}} = 2{,}12$ относительные значения н. с. возбуждения и магнитного потока, $F_{\text{в(о.е.)}} = ac = 0{,}673$ о. е. и $\Phi_{\text{о.е.}} = Oa = 0{,}9$ о. е.

Абсолютные значения этих величин в номинальном режиме:

$$F_{\text{в}} = 12\,700\ \text{А и}\ \Phi = 0{,}119\ \text{Вб}.$$

[1] Для других систем возбуждения расчеты даны в приложении 1.

Устанавливаем масштабы, связывающие относительные и абсолютные значения н. с. и потока:

для н. с.

$$m_F = \frac{ac}{F_{\text{в}}} = \frac{F_{\text{в(о.е.)}}}{F_{\text{в}}} = \frac{0{,}673}{12\,700} = 0{,}000053\ \text{о.е./А};$$

для потока

$$m_\Phi = \frac{\Phi}{\Phi_{\text{о.е.}}} = \frac{0{,}119}{0{,}9} = 0{,}132\ \text{Вб/о.е.}$$

Порядок расчета следующий. Задаем ряд значений тока якоря I_a (охватывающих весь рабочий диапазон) и определяем для каждого из них соответствующую н. с. главных полюсов $F_{\text{в}} = I_a w_{\text{в}}\beta_{\text{н}}$. Умножая последнюю на масштаб m_F, находим соответствующее значение $F_{\text{в(о.е.)}}$. Затем по универсальной характеристике определяем относительное значение потока $\Phi_{\text{о.е.}}$ и, умножая последнее на масштаб потока m_Φ, получаем абсолютную величину потока Φ.

Частота вращения, об/мин

$$n = 1{,}03\,\frac{(U-\Delta U)\,60a}{pN\Phi} = 0{,}0838\,\frac{U-\Delta U}{\Phi},$$

где $\Delta U = I_a \Sigma r_{a(130°\text{C})} + 2 = 0{,}0463\ I_a + 2$ В.

Здесь суммарное сопротивление обмоток двигателя при 130° С с учетом потерь в постоянном шунте

$$\Sigma r_{(130°\text{C})} = (r_a+\beta r_{\text{в}}+r_{\text{д}}+r_{\text{ко}})\,t_r = (0{,}0119+0{,}98\cdot 0{,}0082+0{,}00295+$$
$$+0{,}0092)\,1{,}44 = 0{,}0463\ \text{Ом}.$$

Скорость электровоза, км/ч

$$v_э = \frac{D_б\, n}{5{,}3\mu} = \frac{1{,}2n}{5{,}3\cdot 2{,}95} = 0{,}0768n.$$

Расчет сведен в табл. 4.2.

Таблица 4.2

I_a, А	ΔU, В	$E=U-\Delta U$, В	$F_{\text{в}}$, А	$F_{\text{в(о.е)}} = m_F F_{\text{в}}$	$\Phi_{\text{о.е.}}$	$\Phi = m_\Phi \Phi_{\text{о.е.}}$, Вб	n, об/мин	$v_э$, км/ч	UI_a, кВт	$\eta_0 = \eta_{\text{д}}\eta_з$	F, кгс
210	11,75	988,25	2 470	0,1315	0,392	0,0518	1600	123	210	0,81	507
220	12,2	987,8	2 585	0,1370	0,406	0,0535	1550	119	220	0,818	555
250	13,5	986,5	2 940	0.1557	0,455	0,0601	1375	105,5	250	0,835	725
300	15,9	984,1	3 520	0,1865	0,52	0,0687	1203	92,4	300	0,866	1 030
400	20,5	979,5	4 700	0,2490	0,63	0,0832	990	76,0	400	0,895	1 730
500	25,0	975	5 880	0,3120	0,698	0,092	888	68,2	500	0,911	2 450
600	29,8	970,2	7,050	0,3740	0,747	0,0985	826	63,3	600	0,918	3 190
700	34,5	965,5	8 220	0,4360	0,787	0,1037	780	60,0	700	0,92	3 940
800	39,0	961	9 400	0,4980	0,821	0,1084	742	57,0	800	0,92	4 740
900	43,7	956,3	10 570	0,5600	0,852	0,1125	712	54,7	900	0,916	5 530
1080	52,0	948	12 700	0,6730	0,9	0,119	668	51,3	1080	0,908	7 020
1300	62,0	938	15 300	0,8120	0,95	0,1253	628	48,3	1300	0,901	8 900
1500	71,5	928,5	17 630	0,9350	0,981	0,1295	602	46,2	1500	0,89	10 600
1700	81,0	919	19 950	1,0560	1,001	0,1321	583	44,8	1700	0,882	12 300
1900	90,0	910	22 350	1,1830	1,035	0,1367	558	42,9	1900	0,872	14 200

В номинальном режиме при токе $I_a = 1080$ А частота вращения получилась равной 668 об/мин и отличается от ранее принятой 675 об/мин лишь на 1%, поэтому корректировать расчет не требуется.

Скоростную характеристику при *уменьшении степени возбуждения* согласно [15] рассчитывают по данным

$$n'_{I_a/\beta'} = n'_{\left(I_a \frac{\beta_н}{\beta}\right)} = n_{I_a} \text{ или } v'_{э(I_a/\beta')} = v'_{э\left(I_a \frac{\beta_н}{\beta}\right)} = v_{э(I_a)},$$

где n_{I_a} и $v_{э(I_a)}$ соответствуют исходной скоростной характеристике номинального возбуждения $\beta_н$ при токе I_a;

$n'_{\left(I_a \frac{\beta_н}{\beta}\right)}$ и $v'_{э\left(I_a \frac{\beta_н}{\beta}\right)}$ — частота вращения двигателя и скорость электровоза при степени возбуждения β и токе $I_a \frac{\beta_н}{\beta}$.

В нашем примере

$$\beta' = \frac{\beta}{\beta_н} = \frac{\beta_{min}}{\beta_н} = \frac{0,27}{0,98} = 0,276.$$

Расчет представлен в табл. 4.3.

Таблица 4.3

$\beta_н = 0,98$			$\beta_{min} = 0,27$					
I_a, А	n, об/мин	$v_э$, км/ч	$I_a \frac{\beta_н}{\beta_{min}}$, А	$n'\left(I_a\frac{\beta_н}{\beta_{min}}\right)$, об/мин	$v'_э\left(I_a\frac{\beta_н}{\beta_{min}}\right)$, км/ч	$\eta_о$	$UI_a \frac{\beta_н}{\beta_{min}}$, кВт	F, кгс
210	1 600	123	762	1 600	123	0,927	762	2110
250	1 375	105,5	907	1 375	105.5	0,926	907	2920
300	1 203	92,4	1 090	1 203	92,4	0,923	1090	4000
400	990	76	1 450	990	76	0,911	1450	6380
500	888	68,2	1 815	888	68,2	0,898	1815	8770

Характеристика к. п. д. (при номинальном возбуждении). Кривую к. п. д. рассчитываем по формуле

$$\eta_д = \frac{UI_a - \Sigma\Delta P}{UI_a} = f(I_a);$$

определяем суммарные потери $\Sigma\Delta P$ при различных токах рабочего диапазона двигателя. Целесообразно принимать те же значения тока I_a, что и при расчете скоростной характеристики (см. табл. 4.2). Расчет кривой к. п. д. сведен в табл. 4.4.

Потери в стали машины при холостом ходе (табл. 4.4, графы 1—9) рассчитывают для каждого из значений токов по формуле (2.266). Частоту f, индукции $B_{z1/3}$ и B_a берут в соответствии с ранее выполненным расчетом скоростной характеристики (см. табл. 4.2), в котором для каждого значения тока определены значения n и Φ.

Добавочные потери при нагрузке берут (ГОСТ 2582—72) в процентах от потерь в стали при холостом ходе, найденных для каждого значения тока, по (2.280) (см. табл. 4.4, графы 10 и 11).

Омические потери в меди обмоток (см. табл. 4.4, гр. 12) для каждого из значений токов

$$\Delta P_м = I_a^2 \Sigma r_{130°C} = 0,0463 I_a^2 \text{ Вт}.$$

Переходные потери на коллекторе (см. табл. 4.4, гр. 13) для каждого значения тока (2.284)

$$\Delta P_{к\,(перех)} = I_a \Delta U = 2 I_a \text{ Вт}.$$

Потери на трение щеток в номинальном режиме (2.281)

$$\Delta P_{тщ} = 9,81 \Sigma S_щ\, p_щ\, \rho v_к = 9,81 \cdot 144 \cdot 0,4 \cdot 0,15 \cdot 20,5 = 1740 \text{ Вт},$$

где $\Sigma S_щ$ — общая площадь прилегания щеток к коллектору; так как применено по три щетки в каждом щеткодержателе, то $\Sigma S_щ = 3 l_щ b_щ 2g = 3 \cdot 3,2 \cdot 2,5 \cdot 6 = 144$ см²;

$p_щ = 0,4$ кгс/см² — удельное давление на щетку;

$\rho = 0,15$ — коэффициент трения по коллектору щеток марки ЭГ-38;

$v_к = 20,5$ м/с — окружная скорость коллектора.

Для других нагрузок они изменяются пропорционально частоте вращения (см. табл. 4.4, гр. 14).

Механические потери (в основном трение в подшипниках и о воздух) в номинальном режиме (2.282)

$$\Delta P_{мех} = 0,2\frac{UI}{100} = 0,002 \cdot 1000 \cdot 1080 = 2160 \text{ Вт}.$$

Для других нагрузок они изменяются пропорционально частоте вращения (см. табл. 4.4, гр. 15).

Коэффициент полезного действия двигателя $\eta_д = \dfrac{UI - \Sigma\Delta P}{UI}$ (2.263) (см. табл. 4.4, графы 16—19).

К. п. д. на оси (гр. 21) получается умножением к. п. д. двигателя (гр. 19) на к. п. д. зубчатой передачи (гр. 20), устанавливаемый по данным ГОСТ 2582—72 в зависимости от отношения подведенной мощности к номинальной (приложение 7).

Характеристика к. п. д. при ослабленном возбуждении β_{min} [49]. Сопоставляя потери при ослабленном возбуждении $\Sigma\Delta P_\beta$ с потерями $\Sigma\Delta P$ при номинальном возбуждении при одном и том же токе возбуждения $\beta_н I_a$ и пренебрегая разницей в добавочных потерях, можно принять, что в обоих режимах вследствие равенства частот вращения и магнитных потоков механические и магнитные потери одинаковы. Тогда потери при ослабленном возбуждении, при токе возбуждения $\beta_н I_a$ и токе якоря $I_a\frac{\beta_н}{\beta_{min}}$ получатся, если в сумме потерь при номинальном возбуждении потери в меди обмоток (ток якоря I_a) заменить потерями в меди обмоток при ослабленном возбуждении $\left(\text{ток якоря } I_a\frac{\beta_н}{\beta_{min}}\right)$. Для этого из суммы потерь при номинальном возбуждении нужно вычесть потери в меди всех обмоток при этом возбуждении (ток якоря I_a) и прибавить потери в меди обмоток при ослабленном возбуждении. Последние складываются из потерь в обмотке возбуждения при токе в ней $I_в = \beta_н I_a$ и потерь в цепи якоря при токе $I_a \frac{\beta_н}{\beta_{min}}$. Расчет сведен в табл. 4.5. Значения тока двигателя I_a при номинальном возбуждении $\beta_н$ целесообразно брать те же, что и в табл. 4.2—4.4.

Ток якоря при ослабленном возбуждении

$$I_a \frac{\beta_н}{\beta_{min}} = 3,63 I_a.$$

Суммарные потери в двигателе $\Sigma\Delta P$ при номинальном возбуждении $\beta_н$ равны в общем случае $\Sigma\Delta P = UI_н(1 - \eta_д)$, однако удобнее брать их значения из гр. 16 табл. 4.4 для соответствующих токов I_a.

Таблица 4.4

I_a, А	$I_a/I_{a\infty}$	n, об/мин	f, Гц	Индукция		p_z, Вт/кг	p_a, Вт/кг	ΔP_c, кВт	$\kappa_д$	$\Delta P_{доб}$, кВт	$\Delta P_м$, кВт	$\Delta P_{к(перех)}$, кВт	$\Delta P_{тщ}$, кВт	$\Delta P_{мех}$, кВт	$\Sigma\Delta P$, кВт	$P_1=UI_a$, кВт	$P=UI_a-\Sigma\Delta P$, кВт	$\eta_д$	$\eta_з$	$\eta_о$
				$B_{z^1/_3}$, Т	B_a, Т															
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
210	0,195	1600	80	0,98	0,616	6,82	2,7	6,03	0,22	1,33	2,04	0,42	4,18	5,18	19,18	210	190,82	0,909	0,89	0,81
220	0,204	1550	77,5	1,01	0,636	6,89	2,73	6,11	0,22	1,35	2,24	0,44	4,05	5,02	19,21	220	200,79	0,913	0,895	0,818
250	0,232	1375	68,8	1,13	0,715	7,25	2,9	6,45	0,22	1,42	2,90	0,50	3,58	4,45	19,3	250	230,7	0,923	0,905	0,835
300	0,278	1203	60	1,3	0,817	7,87	3,1	6,95	0,22	1,53	4,17	0,60	3,14	3,90	20,29	300	279,71	0,933	0,927	0,866
400	0,37	990	49,5	1,57	0,988	8,76	3,46	7,74	0,22	1,71	7,42	0,80	2,61	3,20	23,48	400	376,52	0,941	0,95	0,895
500	0,463	888	44,4	1,73	1,09	9,16	3,64	8,13	0,225	1,83	11,60	1,0	2,32	2,87	27,75	500	472,25	0,945	0,964	0,911
600	0,555	826	41,3	1,86	1,17	9,59	3,8	8,48	0,225	1,91	16,7	1,2	2,15	2,67	33,11	600	566,89	0,945	0,971	0,918
700	0,65	780	39	1,96	1,23	9,86	3,9	8,72	0,235	2,05	22,70	1,4	2,04	2,53	39,44	700	660,56	0,943	0,974	0,92
800	0,74	742	37,1	2,04	1,285	10,0	3,99	8,90	0,25	2,23	29,60	1,6	1,93	2,40	46,66	800	753,34	0,942	0,975	0,92
900	0,835	712	35,6	2,12	1,33	10,2	4,03	9,0	0,27	2,43	37,6	1,8	1,86	2,30	54,99	900	845,01	0,939	0,975	0,916
1080	1,0	668	33,4	2,25	1,415	10,6	4,2	9,4	0,3	2,82	54,15	2,16	1,74	2,16	72,43	1080	1007,57	0,933	0,975	0,908
1300	1,205	628	31,4	2,36	1,49	10,8	4,32	9,6	0,35	3,36	78,50	2,60	1,64	2,03	97,73	1300	1202,27	0,925	0,974	0,901
1500	1,39	602	30,1	2,44	1,54	10,9	4,35	9,7	0,41	3,98	104	3,0	1,57	1,95	124,20	1500	1375,80	0,917	0,972	0,89
1700	1,575	583	29,1	2,49	1,57	10,9	4,33	9,65	0,47	4,54	134,2	3,4	1,52	1,88	155,19	1700	1544,81	0,909	0,970	0,882
1900	1,76	558	27,9	2,58	1,625	11,1	4,4	9,85	0,55	5,42	167	3,8	1,45	1,80	189,32	1900	1710,68	0,9	0,968	0,872

Суммарные омические потери $\Delta P_м$ в меди обмоток двигателя при $\beta_н$ берут из гр. 12 табл. 4.4 для соответствующих токов I_a. Омические потери в обмотке возбуждения с учетом потерь в постоянном шунтирующем резисторе

$$\Delta P_{мв}=I_a^2\,\beta_н\,r_{в\,(130^\circ\,C)}=I_a^2\cdot 0{,}98\cdot 0{,}0118=0{,}0116 I_a^2 \text{ Вт}.$$

Омические потери в цепи якоря при токе $I_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}$ и β_{min}

$$\Delta P_{ма\,(\beta)}=\left(I_a\frac{\beta_н}{\beta_{min}}\right)^2[r_a+r_д+r_{ко}]_{(130^\circ\,C)}=\left(I_a\frac{0{,}98}{0{,}27}\right)^2 0{,}0346=0{,}456 I_a^2 \text{ Вт},$$

где $[r_a+r_д+r_{ко}]_{130^\circ\,C}=(0{,}0119+0{,}00295+0{,}0092)\,1{,}44=0{,}0346$ Ом.

Суммарные потери в двигателе $\Sigma\Delta P_\beta$ при $\beta_{min}=0{,}27$ и токе якоря $I_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}=3{,}63\,I_a$, равны*

$$\Sigma\Delta P_\beta=\Sigma\Delta P+\Delta P_{мв}+\Delta P_{ма\,(\beta)}-\Delta P_м \text{ Вт}.$$

Подведенная мощность при ослабленном возбуждении равна

$$UI_a\frac{\beta_н}{\beta_{min}}=3630 I_a \text{ Вт}.$$

Полезная мощность при ослабленном возбуждении равна

$$UI_a\frac{\beta_н}{\beta_{min}}-\Sigma\Delta P_\beta \text{ Вт}.$$

* При необходимости учета потерь в регулируемой шунтирующей цепи нужно в общей сумме потерь при номинальном возбуждении $\Sigma\Delta P$ потери в меди обмоток при этом возбуждении заменить суммой потерь в меди обмоток при степени возбуждения β и в шунтирующих резисторах:

$$\left(I_a\frac{\beta_н}{\beta}\right)^2(r_a+r_д+r_{ко}+\beta r_в).$$

К. п. д. двигателя при ослабленном возбуждении равен

$$\eta_{д\,(\beta)}=\frac{UI_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}-\Sigma\Delta P_\beta}{UI_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}}.$$

К. п. д. зубчатой передачи $\eta_з$ принимают по ГОСТ 2582 — 72 в зависимости от отношения подведенной мощности к номинальной. В табл. 4.5 $\eta_о$ — к. п. д. на оси при ослабленном возбуждении. Характеристику тягового

Таблица 4.5

I_a, А	$I_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}$, А	$\dfrac{I_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}}{I_a}$	$\Sigma\Delta P$, кВт	$\Delta P_м$, кВт	$\Delta P_{мв}$, кВт	$\Delta P_{ма(\beta)}$, кВт	$\Sigma\Delta P_\beta$, кВт	$UI_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}$, кВт	$UI_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}-\Sigma\Delta P_\beta$, кВт	$\eta_{д(\beta)}=\dfrac{UI_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}-\Sigma\Delta P_\beta}{UI_a\dfrac{\beta_н}{\beta_{min}}}$	$\eta_з$	$\eta_о$
210	762	0,705	19,2	2,04	0,51	20,1	37,8	762	723,6	0,951	0,975	0,925
250	907	0,84	19,3	2,90	0,72	28,5	45,6	907	861,3	0,950	0,975	0,925
300	1 090	1,01	20,3	4,17	1,04	41,1	58,3	1 090	1031,7	0,949	0,975	0,923
400	1 450	1,34	23,5	7,42	1,85	72,9	90,8	1 450	1359,2	0,944	0,972	0,915
500	1 815	1,68	27,7	11,60	2,90	114	133	1 815	1681,9	0,928	0,968	0,898

усилия рассчитывают по формуле

$$F = \frac{0,367UI}{v_э}\eta_о.$$

Соответственно номинальному и ослабленному возбуждению подставляют подведенную мощность UI, скорость электровоза $v_э$, к. п. д. на оси $\eta_о$. Для номинального возбуждения $\beta_н = 0,98$ данные сведены в табл. 4.2, для ослабленного возбуждения $\beta_{min} = 0,27$ — в табл. 4.3.

Расчетные электромеханические характеристики представлены на рис. 4.30.

Добавочные пульсационные потери в номинальном режиме (при 130° С, $t_r = 1,44$). Для определения этих потерь воспользуемся результатами расчета переменных составляющих токов и потоков, приведенных в конце § 20.6. В меди обмотки якоря эти потери складываются из потерь от повышения действующего значения тока и потерь от вихревых токов и, как показано в § 20.7, при 130° С равны:

$$\Delta P_{пма\sim} = 0,5\kappa_ф\, I^2_{a\sim}\, r_{at} = 470 t_r = 470\cdot 1,44 = 680\ Вт;$$

в обмотке возбуждения от переменной составляющей тока возбуждения

$$\Delta P_{пмв\sim} = 0,5 I^2_{в\sim}\, r_в\, t_r = 0,5\cdot 148^2\cdot 0,0082\cdot 1,44 \simeq 130\ Вт;$$

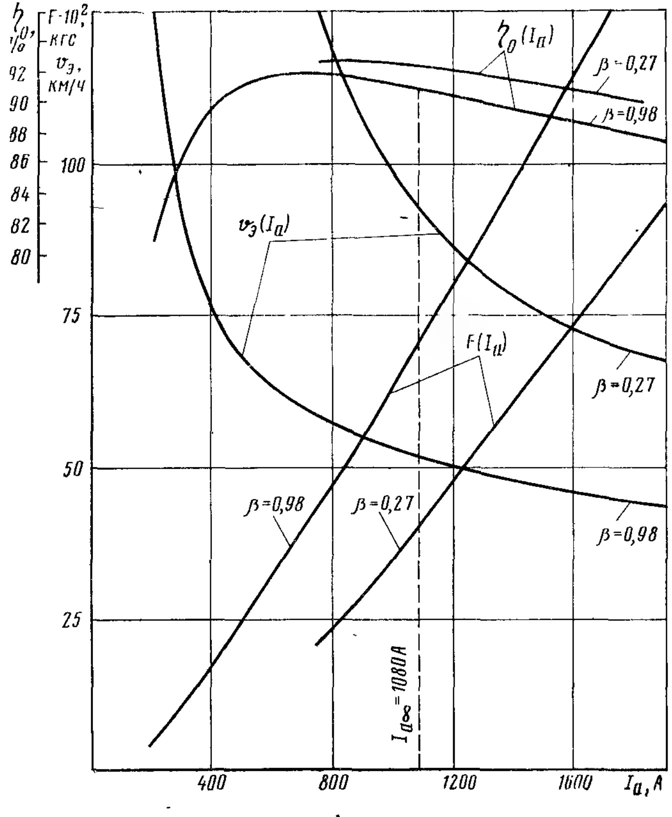


Рис. 4.30

в обмотках компенсационной и добавочных полюсов от повышения действующего значения тока (от переменной составляющей его)

$$\Delta P_{пмд\sim} + \Delta P_{пмко\sim} = 0,5(\kappa_i I_{a-})^2 (r_д + r_{ко})\, t_r = 0,5 I^2_{a\sim}(r_д + r_{ко})\, t_r = $$
$$= 0,5\cdot 270^2 (0,00295 + 0,0092) 1,44 = 640\ Вт;$$

потери в стали магнитопровода от пульсации потока главных полюсов

$$\Delta P_{пс} = p\omega\Phi^2_{в\sim}\ Z\sin\psi = 3\cdot 628\,(19,7\cdot 10^{-4})^2 90,22\cdot 10^4 \sin 36,1° = 3900\ Вт.$$

Здесь $Z = 90,22\cdot 10^4$ $Г^{-1}$ — модуль полного магнитного сопротивления цепи переменной составляющей потока главных полюсов; $\psi = 36,1°$ — его аргумент.

В сумме эти потери составляют от подведенной мощности

$$\frac{\Delta P_{пма\sim} + \Delta P_{пмв\sim} + \Delta P_{пмд\sim} + \Delta P_{пмко\sim} + \Delta P_{пс}}{UI_a} =$$
$$= \frac{680 + 130 + 640 + 3900}{1000\cdot 1080}\, 100\ \% \approx 0,495\ \%.$$

Для определения добавочных потерь от пульсации потока добавочных полюсов необходимо проводить исследования на опытном образце машины, так как их определение расчетным путем затруднительно. Обычно они невелики.

§ 20.9. Технико-экономические показатели двигателя

Масса тягового двигателя на стадии проектирования может быть определена ориентировочно по эмпирической формуле (1.27)

$$m_д = \frac{40}{\sqrt{p}} D^2_a l_a = \frac{40}{\sqrt{3}} 0,74^2\cdot 0,38 = 4,8\ т = 4800\ кг.$$

Машинная постоянная Арнольда (1.6")

$$C_А = \frac{D^2_a l_a n}{P_э} = \frac{74^2\cdot 38\cdot 675}{1000\cdot 1080\cdot 10^{-3}} \approx 13\cdot 10^3.$$

Производная масса машины (см. § 2.5)

$$\varepsilon = \frac{m_д}{M^{3/4}} = \frac{4800}{1445^{3/4}} = \frac{4800}{235} = 20,4\ кг/(кгс\cdot м).$$

Коэффициент Балдвина (см. § 2.5)

$$\Psi = \frac{P_н}{m_д}\cdot\frac{n_{max}}{n_н} = \frac{1000}{4800}\cdot\frac{1630}{675} = 0,504\ кВт/кг.$$

Масса на единицу приведенного момента (1.26)

$$\kappa_{тэ} = \frac{m_д}{M_{пр}} = \frac{4800}{1445\cdot 2,42\cdot 0,7} = 1,96\ кг/(кгс\cdot м).$$

§ 20.10. Подвеска и привод двигателя

Для передачи вращающего момента на ось применен тяговый привод, схематически изображенный на рис. 4.31, с плоской шатунной муфтой *2* (показанной условно штрихами), обрезиненными втулками *1*, односторонней прямозубой передачей, состоящей из шестерни *7*, установленной на валу тягового

двигателя *6*, и большого зубчатого колеса *3*, которое на подшипниках качения *4* установлено на невращающейся цапфе *5*, закрепленной к остову тягового двигателя. Тяговый двигатель *6* в точках *А'*, *В* и *С* крепится к раме тележки, оказываясь таким образом вместе с шестерней *7*, большим зубчатым колесом *3* и полой цапфой *5* полностью подрессоренным.

Усилие от подрессоренного большого зубчатого колеса *3* к неподрессоренному движущемуся колесу *8* передается с помощью плоской шатунной муфты *2*, состоящей (рис. 4.32) из «плавающего» водила *1* (выполненного в виде шайбы, кольца), охватывающего с гарантированным зазором заступичную часть оси колесной пары, и эластично связанных с ним четырех тяг-шатунов: *А*, *Б*, *В* и *Г*. Тяги по обоим своим концам имеют проушины с круглыми отверстиями, в них помещены обрезиненные втулки-вкладыши *2*, в которые вставляются специальные пальцы (выполненные в виде валиков, цапф и т. д.), соединяющие конец тяги-шатуна соответственно либо с водилом *1*, либо с большим зубчатым колесом *3*, либо с движущим колесом *4* колесной пары. Водило *1* имеет два диаметрально расположенных желобчатых крыла K_1, K_2 и L_1, L_2; в каждом из них имеется по два отверстия под шейки пальцев-валиков двух смежных тяг: *А* и *Г*, *Б* и *В*. Таким образом, одним своим концом каждая из четырех тяг-шатунов с помощью обрезиненной втулки-вкладыша *2* соединена с «плавающим» водилом *1* (сечение *Г—Г*). Вторые концы тяг-шатунов *А* и *В* с помощью обрезиненных втулок-вкладышей *2* и пальцев-цапф соединены с подрессоренным большим зубчатым колесом (шарниры $M_А$ и $M_В$); вторые концы тяг-шатунов *Б* и *Г* также с помощью обрезиненных втулок-вкладышей *2* и пальцев-цапф соединены с неподрессоренным движущим колесом колесной пары (шарниры $N_Б$ и $N_Г$), причем центры одноименных шарниров располагаются на одном диаметре соответственно $M_АM_В$ или $N_БN_Г$, благодаря чему достигается полная уравновешенность масс соответственно большого зубчатого колеса или движущего колеса колесной пары. Передача вращающего момента большого зубчатого колеса *3* осуществляется через шарниры $M_А$ и $M_В$ на тяги-шатуны соответственно *А* и *В*, через шарниры K_1 и L_1 на водило *1*, затем через шарниры K_2 и L_2 на тяги-шатуны соответственно *Б* и *Г*, которые через шарниры $N_Б$ и $N_Г$ заставляют вращаться ведущее (движущее) колесо *4* колесной пары.

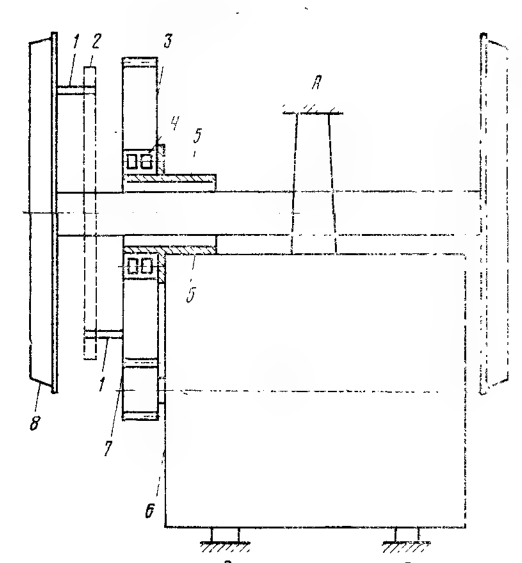


Рис. 4.31

Благодаря обрезиненным втулкам-вкладышам все восемь шарниров обладают определенной эластичностью, после сборки муфты пальцы-валики-цапфы могут поворачиваться относительно соответствующих тяг-шатунов лишь за счет упругих деформаций резины вкладышей-втулок.

Система позволяет в динамике вертикальное перемещение оси колесной пары, максимальная односторонняя величина которого может достигать, как показали испытания, 35 мм.

Определение подреза остова в месте расположении оси колесной пары. В связи с тем, что тяговый двигатель занимает все пространство по ширине колеи, по бокам тягового двигателя не остается места для тяг, передающих усилие на кузов и для тормозных тяг, и их приходится располагать под двигателем, для

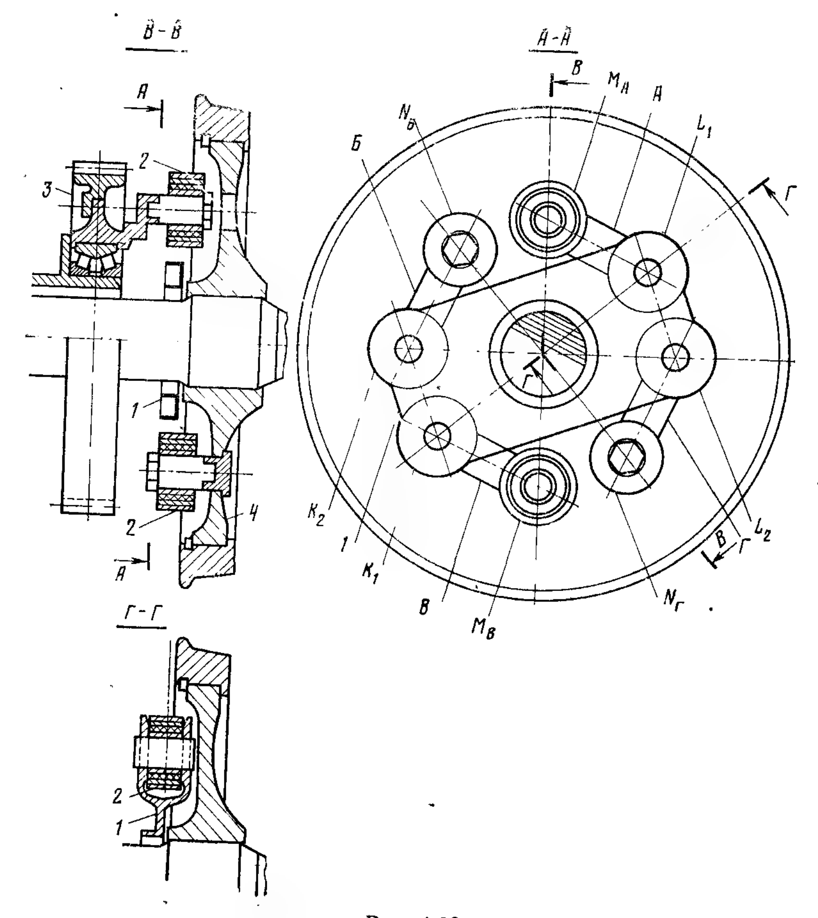


Рис. 4.32

чего тяговый двигатель приходится приподнимать над осью колесной пары, угол наклона централи к горизонтали составляет 20—30°. Конструктивные выяснения показали, что расстояние от головки рельса до нижней точки остова двигателя не должно быть меньше $b_0 = 270$ мм (рис. 4.33).

Таким образом, высота *АО* центра двигателя над уровнем рельса

$$AO = b_0 + b_j + \frac{D_j}{2} = 270 + 75 + 487{,}5 = 832{,}5 \text{ мм}.$$

Превышение его над осью колесной пары

$$BD = AO - \frac{D_б}{2} = 832{,}5 - 625 = 207{,}5 \text{ мм}.$$

Расстояние между центрами шестерни *О* и большого зубчатого колеса *В* постоянно и равно централи *ОВ* = *Ц* = 623 мм. В нормальном, спокойном состоянии центр большого зубчатого колеса и центр оси колесной пары совпадают, совмещаясь в точке *В*. В динамике при перемещения оси колесной пары верти-

Рис. 4.33

кально вверх на расстояние $BC=35$ мм центр оси колесной пары переместится в точку C и лимитирующим расстоянием становится OC, равное (см. рис. 4.33)

$$OC=\sqrt{OD^2+DC^2}=\sqrt{345\,050+29\,750}=612{,}3 \text{ мм}.$$

Здесь

$$OD^2=OB^2-BD^2=623^2-207{,}5^2=345\,050;$$
$$DC^2=(BD-BC)^2=(207{,}5-35)^2=29\,750.$$

При повышении нагрузки на ось до 27—30 тс диаметр оси колесной пары не следует делать менее $d_0=210$ мм. Оставляя зазор между осью колесной пары и остовом тягового двигателя не менее 5,0 мм, находим радиус расточки остова в месте врезания оси $R=110$ мм. Тогда толщина остова в самом тонком месте

$$f=OC-\frac{D_j}{2}-R=612{,}3-487{,}5-110=14{,}8 \text{ мм}.$$

Это следует учесть при выполнении окончательного чертежа магнитной цепи (см. рис. 4.26), располагая ось одного из главных полюсов по линии OC.

РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С БЕСПАЗОВЫМ ЯКОРЕМ

Глава 21

АКТИВНЫЙ НЕМАГНИТНЫЙ СЛОЙ БЕСПАЗОВОГО ЯКОРЯ

§ 21.1. Особенности тягового двигателя с беспазовым якорем

Особенностью тягового двигателя с беспазовым якорем является отсутствие в его магнитной цепи зубцовой зоны. Обмотка якоря равномерно уложена на предварительно изолированную цилиндрическую поверхность его сердечника.

Упразднение зубцов якоря приводит к увеличению немагнитного слоя (воздушного зазора) машины и для создания магнитного потока такой же величины, как и в двигателях с зубчатым якорем, необходимо увеличивать в 1,3—1,4 раза намагничивающую силу обмотки возбуждения, т. е. число витков катушек главных полюсов.

Размещение обмотки не в пазах, а на цилиндрической поверхности якоря приводит к значительному снижению индуктивности обмотки якоря по сравнению с обычными машинами, что обусловливает уменьшение реактивной э. д. с. в 2,5—3 раза. Отмеченное в сочетании с идентичностью коммутационных параметров всех секций создает благоприятные коммутационные и потенциальные условия, позволяющие выполнять тяговые двигатели без компенсационной обмотки, надежные в коммутационном отношении, с высокой перегрузочной способностью.

Благодаря большому немагнитному слою коэффициент насыщения $\kappa_н$ двигателей с беспазовым якорем относительно невелик и они обладают мягкими скоростными характеристиками с их существенными преимуществами.

Беспазовому якорю присуще выгодное конструктивное выполнение обмотки, меньшие как коммутационные потери в ее проводниках, так и потери в стали сердечника.

Однако, если не принять специальные меры, в меди якоря будут иметь место повышенные потери от вихревых токов в ней, о чем подробнее будет изложено ниже. Наконец, упразднение зубцовой зоны в тяговом двигателе предъявляет повышенные требования к обеспечению высокой механической прочности и надежности крепления обмотки якоря.

§ 21.2 Выбор типа обмотки и компоновка активного слоя беспазового якоря

Тип обмотки беспазовых якорей выбирают, как и для зубчатых. Отсутствие пазов на сердечнике якоря дает бо́льшую свободу при выборе обмотки якоря как по укладке катушек на поверхности сердечника якоря, так и по распределению проводников по катушкам, а также по использованию лобовых частей обмотки для увеличения основного потока и вращающего момента тягового двигателя.

В отличие от обмоток зубчатых якорей в беспазовых якорях может быть применена или обычная двухслойная обмотка зубчатых якорей, или однослойная обмотка (рис. 5.1). При укладке обмотки в два слоя (рис. 5.1, *б*) часть поверхности беспазового якоря, соответствующая зубцам зубчатого якоря (рис. 5.1, *а*), остается свободной от катушек. Такая обмотка исключает сплошную укладку катушек, так как возможное увеличение ширины их проводников приводит к невыполнимому удлинению лобовых частей или к их четырехслойному исполнению (рис. 5.1, *д*). Свободное пространство между катушками здесь целесообразно было бы использовать для размещения специальных прокладок *1* из немагнитного материала, устанавливаемых в специальные пазы по наружной поверхности сердечника якоря, предназначаемых для передачи вращающего момента при работе двигателя. Однако чрезмерно большая толщина их неоправданно снижает коэффициент заполнения обмоточного слоя медью, так как достаточно иметь прокладки из стеклопластика толщиной лишь в 2,5—3 мм (см. рис. 5.1, *б*) [51]. Кроме того, это приводит к значительному увеличению высоты обмоточного слоя и числа витков катушек главных полюсов.

В однослойной обмотке катушки якоря укладываются вплотную в один слой по всей окружности его сердечника и в два слоя в лобовых частях (рис. 5.1, *в*). Она может быть выполнена и с применением прокладок *1'* нужной толщины (рис. 5.1, *г*). Осуществляется это также за счет некоторого увеличения высоты и соответствующего уменьшения ширины проводников катушек якоря, что приводит к снижению коэффициента заполнения обмоточного слоя якоря, увеличению его высоты и числа витков катушек главных полюсов.

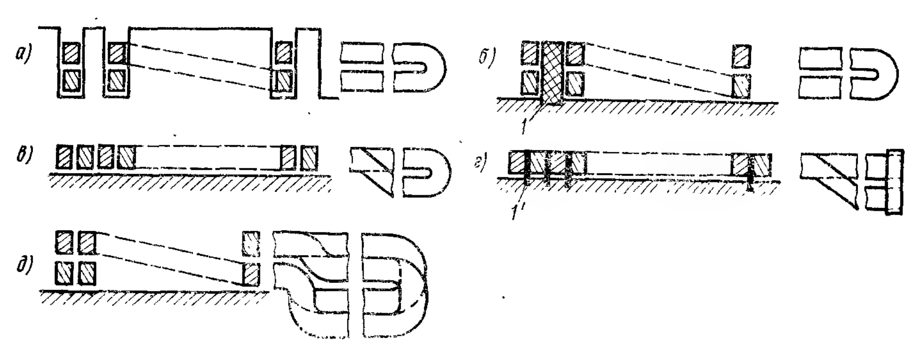


Рис. 5.1

Разрезная волновая обмотка (см. рис. 5.1, *г*) повышает удобство при намотке беспазового якоря, но приводит к существенному удлинению ее лобовой части из-за необходимости изолировки сварных головок.

В беспазовых якорях лобовые и активную части в радиальном направлении крепят стеклобандажами. В тяговых двигателях электровозов и электропоездов нашла применение однослойная обмотка с вертикальным расположением проводников, позволяющая уменьшить высоту активного слоя якоря и иметь меньший расчетный зазор между сталью якоря и наконечниками главных полюсов. В однослойной обмотке активные стороны катушек, располагаясь рядом, следуют одна за другой в определенной последовательности. Поэтому для понимания принципа перехода от зубчатой двухслойной обмотки к беспазовой однослойной целесоообразно ввести понятие *условный паз*, равный полному числу эффективных проводников обмотки якоря, деленному на удвоенное число проводников в активной стороне катушки. Таким образом, один условный паз образуют две рядом лежащие стороны катушек.

Выбор условных пазов беспазового якоря необходимо выполнять с соблюдением тех же условий симметрии, что и для обмоток зубчатых якорей, и дополнительного условия выполнимости его однослойной обмотки ($Z/p \pm \varepsilon$ — нечетное целое число).

Шаги простых обмоток беспазовых и зубчатых якорей имеют одинаковые определения. Для однослойной обмотки беспазового якоря, кроме шага по пазам, иногда необходимо знать и шаг по сторонам катушек. Численная величина его равна удвоенному значению шага по пазам.

Укорочение шага однослойной обмотки беспазового якоря имеет намного меньшее влияние на коммутацию, чем в зубчатом якоре. Объясняется это тем, что в последнем учитываются только одновременно коммутируемые секции, стороны которых лежат в одном пазу. Секции же, одновременно коммутируемые, но лежащие в разных пазах, не принимаются во внимание, так как они не взаимоиндуктируют.

При однослойной обмотке беспазового якоря взаимоиндуктируют одновременно все коммутируемые секции вне зависимости от принадлежности их к разным катушкам. Поэтому в беспазовых якорях однослойную обмотку, как правило, выполняют с диаметральным шагом по пазам, что улучшает использование объема тягового двигателя.

§ 21.3. Немагнитный активный пояс и определение главных размеров якоря

Немагнитный активный пояс. Пространство, занятое в радиальном направлении, начиная от неизолированного сердечника якоря, изоляцией, проводниками и стеклобандажом, принято называть *немагнитным активным* или *обмоточным поясом*, высоту которого условимся обозначать $h_п$ (рис. 5.2).

Высота обмоточного пояса зависит от сечения меди q_a и числа проводников обмотки якоря N (при $D_a = \text{const}$). Если же $D_a = \text{var}$, то

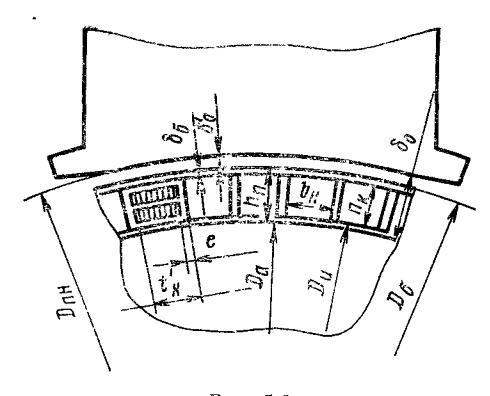


Рис. 5.2

при одних и тех же N и q_a высота обмоточного провода $h_м$ с увеличением диаметра D_a уменьшается, что приводит к уменьшению высоты немагнитного пояса. Однако из-за сложности взаимосвязей исходных величин и результатов окончательное решение следует принимать после расчета и анализа нескольких вариантов.

Сечение q_a проводников обмотки якоря выбирают, исходя из получения допустимых перегревов и минимальных потерь в них от вихревых токов. Для выполнения последнего условия целесообразно эффективный проводник сечением q_a брать состоящим из двух (рис. 5.3, *а*) и даже из четырех параллельных элементарных проводников (рис.5.3, *б*). Применение четырех параллельных элементарных проводников возможно при числе коллекторных пластин на условный паз не более четырех. При большем числе пластин выполнить это затруднительно.

В обмотках якорей целесообразно применять изолированные проводники *2* марки ПЭТВСД с витковой изоляцией *3* из эмалевой пленки и стеклонитей.

Бóльшую часть корпусной изоляции укладывают на поверхность сердечника якоря, а остальную часть *4* — на пакет катушки. Перед наложением ее верхний и нижний слои элементарных проводников утягивают бандажом *5*. На корпусную изоляцию *4* кладут покровную изоляцию *6*. Необходимое число витков стеклобандажа *1* размещают по всей длине обмотки — от коллектора до головок катушек.

При выполнении беспазовых якорей с разделительными прокладками в обмотке (см. рис. 5.1, *г*) изолировку катушек выполняют так же, как в зубчатых якорях.

Сведения о толщинах и числах слоев изоляции на одну сторону для однослойной обмотки беспазовых якорей приведены в табл. 5.1.

Зная числа условных пазов Z и коллекторных пластин на паз $u_к$, предварительно определенный диаметр сердечника якоря D'_a и исполь-

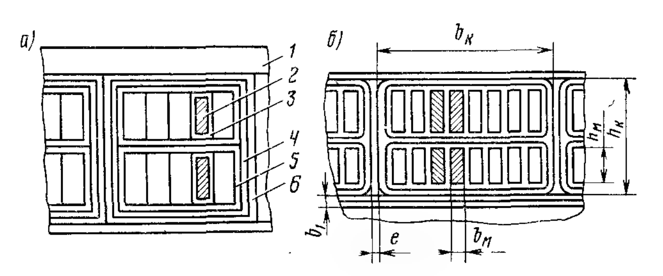


Рис. 5.3

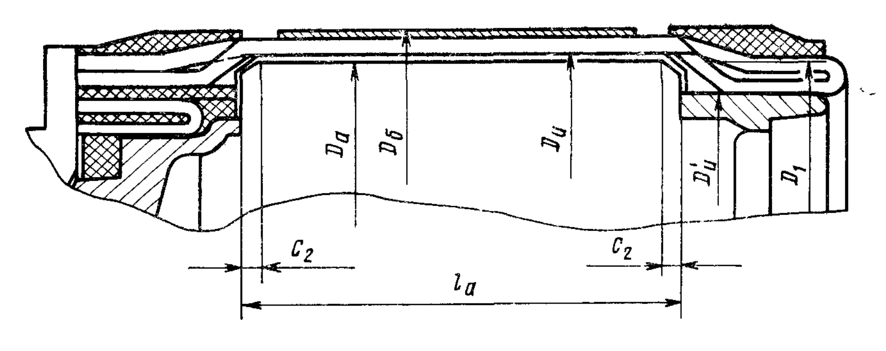


Рис. 5.4

зуя значения b_1 — b_5 из табл. 5.1, можно найти, применительно к рис. 5.3, предварительную ширину проводника обмотки якоря, м

$$b'_м = \frac{\pi(D'_a + 2b_1) - 2Z[2(u_к b_4 f_x + b_2 + b_3 + b_5) + e]}{2Z u_к f_x}, \qquad (5.1)$$

где f_x — число частей, на которые проводник якоря делится по ширине, обычно $f_x = 2$;

e — зазор между катушками якоря, мм; на сердечнике якоря он обычно не менее 0,5 мм, а в зоне перехода активной части катушки в лобовые по диаметру D_1 (рис. 5.4) — не менее 0,2 мм.

Найденную предварительную ширину $b'_м$ и сечение q'_a проводника необходимо округлить до ближайшего стандартного значения (ГОСТ 434—71).

Таблица 5.1

Изоляция	Число слоев изоляции на напряжение, В	
	1000	3000
Корпусная (на сердечнике якоря) (b_1) — стеклослюдинитовое полотно толщиной:		
0,09 мм	4	9
0,11 »	3	7
0,13 »	3	6
Бандаж полупакета (b_2) — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,09 мм вполуперекрышу	1	1
Корпусная (на пакете катушки) (b_3) — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,09 мм вполуперекрышу	2	3
Витковая (b_4) — для провода МГМ стеклослюдинитовая лента толщиной 0,09 мм вполуперекрышу	1	1
Покровная (b_5) — стеклолента толщиной 0,1 мм встык	1	1

Тогда окончательный диаметр сердечника якоря, м

$$D_a = D'_a + \Delta D_a = D'_a + \frac{2}{\pi} \Delta b_м Z u_к f_x. \qquad (5.2)$$

По уточненному сечению q_a меди якоря легко определить высоту $h_м$ неподразделенного проводника. Тогда размеры активной части катушки якоря, м:

ширина

$$b_к = \frac{\pi (D_a + 2b_1)}{2Z} - e; \qquad (5.3)$$

высота

$$h_к = f_x h_м + 2(f_y b_4 + 2b_2 + b_3 + b_5). \qquad (5.4)$$

Толщина стеклобандажа *1* (см. рис. 5.3)

$$\delta_б = \frac{S_б}{l}, \qquad (5.5)$$

где $S_б$ — поперечное сечение стеклобандажа на активной части обмотки, м²;

l — ширина стеклобандажа, уложенного на сердечнике якоря, м.

Обычно толщина стеклобандажа на активной части обмотки 3—4 мм. Для размещения необходимого числа слоев стеклобандажа на лобовых частях следует при формовке катушек отгибать их на меньший диаметр (см. рис. 5.4).

Высота обмоточного пояса, м

$$h_п = h_к + b_1 + \delta_б, \qquad (5.6)$$

где b_1 берем из табл. 5.1.

Площадь сечения обмоточного пояса, м²

$$S_{оп} = \frac{\pi (D_б^2 - D_a^2)}{4}. \qquad (5.7)$$

Площадь, занимаемая медью, м²

$$S_{мп} = N q_a. \qquad (5.8)$$

Коэффициент заполнения обмоточного пояса медью

$$к_{зп} = S_{мп} / S_{оп}. \qquad (5.9)$$

В беспазовом тяговом электродвигателе появляются значительно бо́льшие, чем в зубчатых, возможности и необходимость удлинения сердечника якоря при неизменной общей длине активной и лобовой частей обмотки. Достигнуть этого можно только за счет уменьшения длины последних.

Условимся далее называть тяговый двигатель с однослойной обмоткой в активной части и двухслойными лобовыми частями *основным* вариантом, исполнение лобовых частей четырехслойными при одновременном удлинении сердечника якоря с однослойной обмоткой на нем — вариантами I и II.

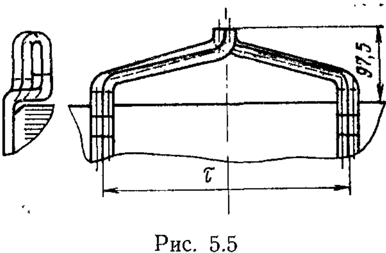


Рис. 5.5

Вариант I выполнен с четырехслойной укладкой лобовых частей (рис. 5.5). Он позволяет обмотку якоря выполнить с диаметральным шагом, а лобовые части — аналогично обмотке с двухслойными вылетами. Сравнительно с основным вариантом длина лобовых вылетов обмотки якоря уменьшена со 151 до 97,5 мм, а длина его сердечника увеличена с 385 до 475 мм.

Вариант II отличается от варианта I тем, что обмотка якоря выполняется согласно рис. 5.6 и с укорочением. Укладку такой обмотки проводят в два этапа: сначала укладывают через один условный паз катушки, образующие нижний слой лобовых частей, а затем остальные катушки, комплектующие верхний слой лобовых частей.

При геометрическом расчете катушки якоря варианта I принята та же изоляция, что и в основном варианте. Изолировка лобовых частей катушки варианта II такая же, как на зубчатых якорях.

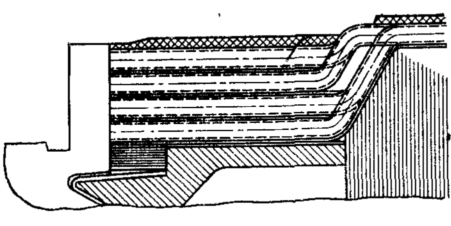
Особенно эффективен такой вариант для тяговых двигателей постоянного тока, у которых сечение меди якоря значительно меньше, чем у машин пульсирующего тока, а число витков катушки главного полюса больше.

Применение такой обмотки позволяет сократить лобовые ее части примерно на 150 мм, удлинить сердечник якоря на 100 мм и уменьшить число витков катушки главных полюсов на 25—30%.

Таким образом, при однослойной укладке активной части обмотки и многослойной лобовых ее частей возможно увеличение длины сердечника якоря при сохранении немагнитного зазора неизменным Н. с. главного полюса при этом уменьшается обратно пропорциональго увеличению длины сердечника якоря. Отметим, что прямолинейные участки вылетов и головка обмотки при этом не изменяются.

Использование лобовых частей обмотки якоря для создания полезного вращающего момента конструктивно можно также обеспечить удлинением в их зону сердечников главных полюсов.

На рис. 5.7 показан *вариант III*. Он отличается от основного тем, что сердечники главных полюсов удлинены в зону лобовых частей, под которые подведен дополнительный ших-



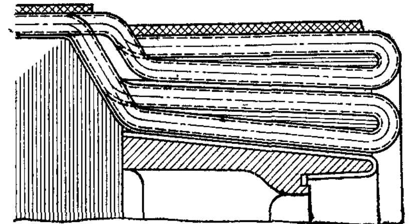


Рис. 5.6

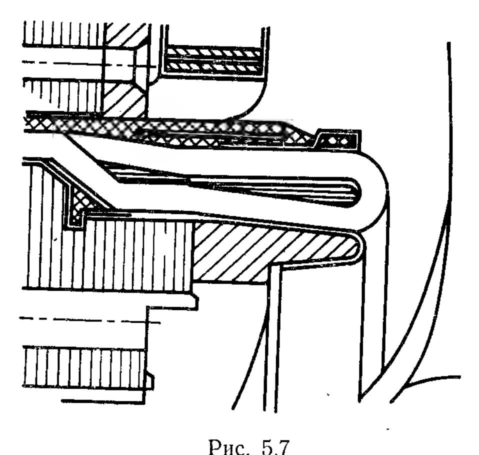


Рис. 5.7

тованный пакет из электротехнической стали, укрепленный на нажимной шайбе и на втулке коллектора. Обмотка якоря при этом осталась без изменения по сравнению с основным вариантом.

Диаметр и длина сердечника якоря. При выборе D_a и l_a для беспазового якоря руководствуются теми же положениями, что и при их определении для зубчатого якоря. Однако анализ соотношений D_a и l_a следует выполнять более тщательно.

При выборе размеров D_a и l_a необходимо стремиться к получению минимального расчетного немагнитного зазора δ_0 и наименьших потерь от вихревых токов в обмотке якоря $\Delta P_в$.

Одно из средств снижения этих потерь — уменьшение ширины и высоты проводников. Однако это приводит к увеличению основных потерь ΔP_0. Поэтому при проектировании беспазовых тяговых электродвигателей необходимо выбрать такие размеры проводника якоря, чтобы получить минимальную сумму потерь $\Sigma\Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_в$.

Если исходить из постоянства заданного напряжения, а следовательно, и толщины изоляции $b_и$, зазора на укладку между катушками якоря e и высоты проводника якоря $h_м$, то будет нетрудно установить зависимость потерь $\Sigma\Delta P$ от диаметра D_a [52].

Приближенно диаметр якоря, при котором потери $\Sigma\Delta P$ максимальны, можно определить способом, изложенным в [52].

§ 21.4. Выбор электромагнитных нагрузок

Линейная нагрузка. Из выражения (1.6) следует, что при одной и той же частоте вращения n двигатель заданной мощности можно вписать в меньшие габариты при условии повышения линейной нагрузки A и индукции в воздушном зазоре B_δ.

Известно, что средняя реактивная э. д. с. при n = const

$$e_r = AD_a l_a, \tag{5.10}$$

или при $D_a^2 l_a$ = const

$$e_r = A/D_a. \tag{5.11}$$

В тяговых двигателях с беспазовым якорем из-за значительного снижения e_r имеется возможность повышения величины A, причем последняя имеет ограничение не по условиям коммутации, а по нагреванию.

Как известно, предварительное значение сечения проводника якоря выбирают по тепловому фактору $j_a A$. Тепловой фактор как критерий тепловой загрузки зубчатого якоря не учитывает добавочные потери в меди якоря и потери в стали его сердечника. Потери в стали сердечника беспазового якоря из-за отсутствия зубцов в 2—3 раза меньше и ими можно пренебречь.

Добавочные потери в меди обмотки, вызванные вихревыми токами в беспазовом якоре, значительно больше, чем в зубчатом. Поэтому их влияние на нагрев якоря должно быть учтено соответствующей составляющей, входящей в выражение критерия тепловой загрузки, достигающей 25% от его общего значения [53].

Критерий тепловой загрузки беспазового якоря. Для зубчатого якоря такой критерий пропорционален электрическим потерям в меди якоря, отнесенным к поверхности якоря, А²/м²,

$$K_t' = \frac{I_a^2 r_a \sigma}{\pi D_a l_a},$$

где r_a — активное сопротивление обмотки якоря;
σ — проводимость меди при ожидаемом перегреве обмотки якоря.

Для беспазового якоря с учетом потерь от вихревых токов критерий может быть записан следующим образом:

$$K_t = \frac{(I_a^2 r_a + \Delta P_н + \Delta P_{кт})\,\sigma}{\pi D_a l_a}, \tag{5.12}$$

где $\Delta P_н$, $\Delta P_{кт}$ — соответственно потери на вихревые токи от нормальной составляющий и от уравнительных токов, Вт.

Эквивалентный диаметр якоря, м

$$D_э = \frac{D_{пн} - D_a}{\ln \dfrac{D_{пн}}{D_a}}. \tag{5.13}$$

Преобразуем выражение (5.12) следующим образом:

$$K_t = j_a A + \frac{\Delta P_н + \Delta P_{кт}}{\pi D_э l_a}\,\sigma. \tag{5.14}$$

Известно, что потери $\Delta P_н$, Вт, в меди якоря от вихревых токов, обусловленных нормальной составляющей магнитной индукции B_δ, можно выразить [54]

$$\Delta P_н = \frac{N B_\delta^2 l_a^2 v_{aэ}^2 b_м^3 h_м \sigma \cdot 10^4}{6 f_x^2 c \tau_э l_{ср}}. \tag{5.15}$$

Преобразуем формулу (5.15) с учетом следующих зависимостей. Длина участка спада (нарастания) магнитной индукции в зазоре

$$c = \frac{\tau_э - \alpha_\delta \tau_э}{2}, \tag{5.16}$$

где $\alpha_\delta = 0{,}7 \div 0{,}72$.

Приближенно средняя длина проводника, м, равна

$$l_{ср} = l_a + 1{,}3\tau_э. \quad (5.17)$$

Окружная скорость якоря на эквивалентном диаметре, м/с

$$v_{aэ} = \frac{\pi D_э n}{60}. \quad (5.18)$$

Подставив в выражение (1.4) значение магнитного потока из формулы (2.52), получим индукцию в зазоре, Т

$$B_\delta = \frac{0{,}96 U a \cdot 2\pi}{n N p \alpha_\delta \tau_э l_a}. \quad (5.19)$$

Подставив выражения (5.16), (5.18), (5.19) в (5.15) и заменив $D_э$ через отношение $2p\tau_э/\pi$, получим

$$\Delta P_н = 8{,}36 \frac{U^2 a^2 b_м^3 h_м \sigma}{N f_x^2 \tau_э^2 l_{ср}}, \quad (5.20)$$

где U — номинальное напряжение машины В;
$b_м$ — полная ширина проводника обмотки якоря, м;
$h_м$ — полная высота проводника, равная сумме частичных проводников при подразделении его по высоте, м;
a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря.

Потеря от контурных (уравнительных) токов в активной части обмотки якоря, Вт [54],

$$\Delta P_{кт} = \frac{(2f_x - 2)^2 B_\delta^2 \left(\frac{b_м}{f_x} + \Delta_и\right)^2 l_a^3 v_{aэ}^2 \frac{b_м}{f_x} h_м K \sigma}{2c\tau_э l_{ср}^2}. \quad (5.21)$$

После преобразования выражения (5.21) с помощью формул (5.16), (5.18) и (5.19) и зависимости $K = N/2$ получим

$$\Delta P_{кт} = \frac{12{,}54 (2f_x - 2)^2 U^2 a^2 \left(\frac{b_м}{f_x} + \Delta_и\right)^2 \frac{b_м}{f_x} h_м l_a \sigma}{N \tau_э l_{ср}^2}, \quad (5.22)$$

где $b_м/f_x$ — ширина частичного проводника, м;
$\Delta_и$ — толщина изоляции между частичными проводниками, м;
K — число коллекторных пластин.

Подставив полученные выражения (5.20) и (5.22) в (5.12) и произведя дополнительные преобразования, получим выражение для критерия тепловой загрузки беспазового якоря, А²/м³

$$K_t = j_a A + \frac{U^2 a^2 h_м^2 \sigma^2}{p N \tau_э^3 l_{ср}} \left[\frac{4{,}18 b_м^3}{f_x^2 l_a} + \frac{6{,}27 (2f_x - 2)^2 \left(\frac{b_м}{f_x} + \Delta_и\right)^2 \frac{b_м}{f_x}}{l_{ср}}\right]. \quad (5.23)$$

Выражение (5.23) для случая, когда проводник не подразделен по ширине ($f_x = 1$), может быть упрощено

$$K_t = j_a A + \frac{U^2 a^2 h_м^2 \sigma^2}{p N \tau_э^3 l_{ср}} \cdot \frac{4{,}18 b_м^3}{l_a}. \quad (5.24)$$

Используя выражения (5.23) и (5.24), можно оценить правильность выбранных размеров меди якоря по принятому значению K_t. Допустимое значение K_t определяется в основном классом нагревостойкости изоляции, напряжением по отношению к корпусу и качеством вентиляции.

Для изоляции «Монолит-2» класса F значения K_t в зависимости от напряжения по отношению к корпусу $U_и$ для независимой системы вентиляции могут быть приняты следующие:

$$K_t \leqslant (4600 \div 4800) 10^8 \text{ при } U_и = 1000 \text{ В};$$

$$K_t \leqslant (3400 \div 3700) 10^8 \text{ при } U_и = 3000 \text{ В}.$$

Плотность тока. По величине K_t определяют допустимую плотность тока j_a. Затем по величине j_a находят размеры сечения проводника якоря.

Площадь сечения меди элементарного проводника обмотки якоря, м²

$$q_a = \frac{i_{a\infty}}{f_x f_y j_a}. \quad (5.25)$$

Ток параллельной ветви

$$i_{a\infty} = \frac{P_\infty \cdot 10^3}{\eta U},$$

где $\eta = 0{,}92 \div 0{,}93$ — для двигателей с $P_\infty \leqslant 500$ кВт; $\eta = 0{,}93 \div 0{,}94$ — для двигателей с $P_\infty \geqslant 500$ кВт.

Обычно плотность тока $j_{a\infty} = 5 \div 8$ А/мм², причем меньшие значения при $U > 1000$ В, а большие при $U \leqslant 1000$ В.

Глава 22

РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

§ 22.1. Выбор параметров магнитной цепи и выполнение ее эскиза

При выборе числа полюсов $2p$ для беспазового тягового двигателя руководствуются соображениями, изложенными в § 2.7.

Суммарное пространство, м, состоящее из обмоточного пояса и реального воздушного зазора δ_0' (см. рис. 5.2), принято называть *немагнитным слоем*, т. е.

$$\delta_0 = h_п + \delta_0'. \quad (5.26)$$

Из рис. 5.2 следует, что немагнитный слой

$$\delta_0 = (D_{пн} - D_a)/2. \qquad (5.27)$$

Немагнитный слой под серединой главного полюса, м, с учетом выражения (5.6)

$$\delta_0 = h_к + b_1 + \delta_б + \delta_0'. \qquad (5.28)$$

При проектировании тягового двигателя с беспазовым якорем следует стремиться к получению возможно малого немагнитного слоя δ_0, при этом зазор δ_0' по технологическим и эксплуатационным соображениям рекомендуется принимать в пределах 3—3,5 мм.

С целью уменьшения потерь в обмотке якоря от поперечного поля, сохранности стеклобандажа и обеспечения наиболее благоприятных потенциальных условий беспазовые тяговые электродвигатели рекомендуется выполнять с частично расходящимся зазором под главным полюсом (см. рис. 5.2). При этом $\delta_{кр}/\delta_0$ следует брать в пределах 1,25—1,4. Эффективный (расчетный) немагнитный зазор и коэффициент приведения такого зазора к равномерному, а также длину скоса на полюсных наконечниках определяют, как и для двигателя с зубчатым якорем (см. § 4.3 и 4.5).

Коэффициент полюсного перекрытия назначают таким, чтобы магнитное поле главных полюсов совсем не проникало или проникало незначительно в зону коммутации.

Исходя из опыта изготовления беспазовых электродвигателей расчетное полюсное перекрытие при частично расходящемся зазоре для $\delta_0 = 15 \div 25$ мм

$$\alpha_\delta \leqslant \frac{\tau_э - b_{зк} - 3,1\delta_0}{\tau_э}, \qquad (5.29)$$

где ширина зоны коммутации $b_{зк}$ и полюсное деление $\tau_э$ отнесены к эквивалентному диаметру.

Ширина зоны коммутации равна, м [30]

$$b_{зк} = \left[0,5(u_к + 1) + \gamma - \frac{a}{p} + \varepsilon\right] t_к \frac{D_э}{D_к} + b_м f_x, \qquad (5.30)$$

где γ — щеточное перекрытие;

$u_к$ — число коллекторных пластин на условный паз;

$t_к$ — коллекторное деление, м;

$D_к$ — диаметр по рабочей поверхности коллектора, м;

$b_м$ — толщина изолированного проводника якоря, м.

При равномерном зазоре в формулу (5.29) вместо коэффициента 3.1 следует подставлять 3,4. С другой стороны, расчетный коэффициент α_δ при равномерном зазоре может быть получен из выражения (1.4)

$$\alpha_\delta = \frac{\Phi_a}{B_\delta l_a \tau_э}, \qquad (5.31)$$

где Φ_a — поток активной части якоря, Вб;

B_δ — расчетная индукция под главным полюсом, Т.

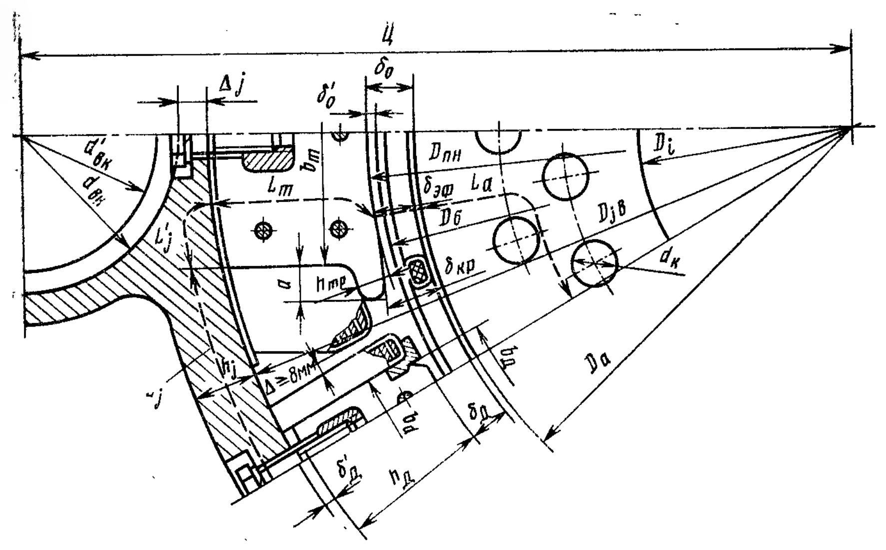


Рис. 5.8

При частично расходящемся зазоре α_δ можно найти из формулы

$$F_\delta = \frac{2p\Phi}{\mu_0 \pi \alpha_\delta l_a} \ln \frac{D_{пн}}{D_a}, \qquad (5.32)$$

в которую необходимо подставлять B_δ и F_δ, взятые под центром полюса на эквивалентном диаметре $D_э$. Повышение α_δ позволяет при ненасыщенной магнитной системе в определенной мере повысить полезный поток главных полюсов, но при этом возрастает влияние на главное поле н. с. якоря. Поэтому окончательный выбор формы полюсного наконечника целесообразно проводить на основании сравнения картин поля как для ненасыщенного, так и насыщенного режимов.

При номинальном режиме расчетную *полюсную дугу* b_δ, м, следует принимать при частично расходящемся зазоре под главными полюсами равной геометрической дуге, для остальных режимов

$$b_\delta = b_p \pm \delta_э, \qquad (5.33)$$

где конструктивная полюсная дуга

$$b_p = \alpha_\delta \frac{\pi D_{пн}}{2p} - (0,3 \div 0,4)\,\delta_0.$$

Здесь плюс берут для ненасыщенного режима, а минус — для насыщенного.

При равномерном зазоре в выражение (5.33) вместо $\pm\delta_э$ следует подставлять $\pm 2\delta_0$.

Расчет магнитной цепи и вычерчивание ее эскиза (рис. 5.8) выполняют одновременно, как и для двигателя с зубчатым якорем. Сначала наносят размеры централи и диаметра якоря, затем размеры активного слоя якоря, главного полюса, внутреннего и наружного диаметров

остова, диаметров вкладышей моторно-осевых подшипников. Ориентировочно намечают габариты добавочного полюса и его катушки. Для этой цели число витков катушки добавочного полюса предварительно может быть определено так же, как и для тягового двигателя с зубчатым якорем (2.175), окончательно — при расчете коммутации.

По предварительно выбранным размерам магнитной цепи определяют необходимую н. с., число витков и размеры катушки главного полюса. При размещении катушек одновременно корректируют размеры участков магнитной цепи. Методом постепенных изменений катушек полюсов и магнитной цепи добиваются минимального радиального размера двигателя. При вычерчивании (см. рис. 5.8) необходимо учитывать следующие ограничения:

воздушный зазор δ_0' должен быть в пределах, указанных на стр. 292;

расстояние между катушками главных и добавочных полюсов должно быть не менее 8 мм;

подрез катушек главных полюсов (при намотке на узкое ребро) не рекомендуется делать более чем на половине высоты катушки (см. § 12.6);

радиальный зазор между немагнитным угольником, поддерживающим катушку добавочного полюса, и якорем принимают не менее 5 мм;

при моноблочном исполнении полюсов между катушками главного полюса и остовом необходимо предусмотреть предохранительные прокладки из электронита или асбеста толщиной 0,5 мм, а для катушки добавочного полюса — металлическую прокладку толщиной 1,5—2 мм;

размер между расточкой под вкладыш моторно-осевого подшипника $d_{вк}$ и расточкой остова $\Delta j \geqslant 12 \div 15$ мм;

для ограничения насыщения рога главного полюса необходимо выдерживать соотношение

$$h_{mp} \geqslant aB_\delta/1{,}6, \qquad (5.34)$$

где h_{mp} — высота рога главного полюса, м; a — ширина рога, м.

Ограничение ширины сердечника главного полюса

$$b_m \leqslant l_p - 0{,}03, \qquad (5.35)$$

где l_p, м, определяют из формулы

$$l_p = \alpha_\delta \frac{\pi D_{пн}}{2p} - (0{,}3 \div 0{,}4)\,\delta_c. \qquad (5.36)$$

§ 22.2. Особенности расчета при нормальных длинах сердечников якоря и главных полюсов

Для уменьшения потерь в нажимных шайбах и торцах пакета стали якоря длину сердечника главного полюса l_m, м, рекомендуется брать

$$l_m = l_a - (1{,}5 \div 2)\,\delta_0.$$

Расчетная длина сердечника якоря, м

$$l_a = \varkappa\delta_0 + l_m, \qquad (5.37)$$

где $\varkappa = f\,(x/\delta_0)$ берем из рис. 5.9.

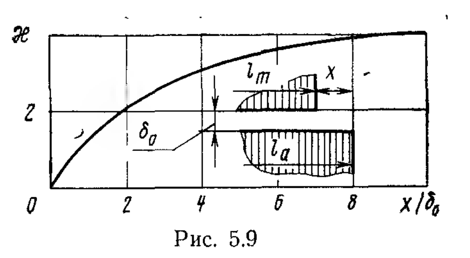


Рис. 5.9

Магнитная индукция в немагнитном активном слое. В беспазовом якоре уровень индукции B_δ определяют в зависимости от линейной нагрузки A по условиям выбора обмоточного пояса и всего немагнитного участка. Из уравнения (1.6) следует, что для одной и той же мощности с увеличением B_δ должна уменьшаться A, а также и высота немагнитного слоя. Обычно значение индукции $B_\delta = 0{,}9 \div 1{,}1$ Т.

Заметим, что разность значений B_δ на поверхностях стального сердечника беспазового якоря диаметром D_a и расточки главных полюсов диаметром $D_{пн}$ (см. рис. 5.2) составляет 5—10%. Поэтому условимся, что расчетная магнитная индукция B_δ должна быть отнесена к эквивалентному диаметру якоря (5.13). Расчетное значение B_δ можно получить из (5.31), где длину сердечника якоря l_a определяет выражение (5.37).

Магнитные индукции в сердечнике главного полюса B_m и в остове B_j двигателя находят так же, как и для двигателя с зубчатым якорем. Коэффициент рассеяния главных полюсов предварительно принимают 1,15 — 1,25. Окончательно уточнить значение σ можно после расчета магнитной цепи главных и добавочных полюсов, используя рис.5.10 и 5.11.

Полюсное деление, м, в сечении $A - A$

$$\tau_{A-A} = \pi D_{A-A}/2p; \qquad (5.38)$$

в сечении $Б - Б$

$$\tau_{Б-Б} = \pi D_{Б-Б}/2p, \qquad (5.38')$$

где

$$D_{A-A} = D_{jв} - h_{км}; \qquad (5.39)$$

$$D_{Б-Б} = D_{пн} + h_{mp}. \qquad (5.40)$$

Обозначения см. на рис. 5.8 и 5.10.

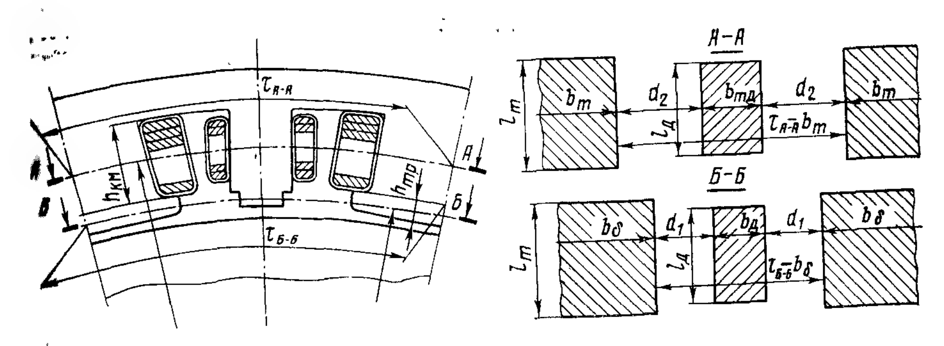


Рис. 5.10

Коэффициенты магнитной проводимости $\Lambda_s = f\left(\frac{b_\delta}{\tau_{Б-Б}}\right)$;

$$\Lambda_{s_1} = f\left(\frac{b_m}{\tau_{A-A}}\right); \quad \Lambda_s' = f\left(\frac{b_д}{\tau_{Б-Б} - b_\delta}\right); \quad \Lambda_{s_1}' = f\left(\frac{b_{mд}}{\tau_{A-A} - b_m}\right)$$

определяют с помощью рис. 5.11.

Поток рассеяния главных полюсов, Вб

$$\Phi_\sigma = 0{,}82\,(F_\delta + F_a)\left[1{,}25\,\frac{l_m h_{км}}{d_2} + \frac{2 l_m h_{mp}}{d_1} + \right.$$
$$\left. + \Lambda_s h_{mp} + \Lambda_s' \frac{h_{км}}{2} + \Lambda_{s_1} h_{mp} + \Lambda_{s_1}' \frac{h_{км}}{2}\right)\Big] 10^{-6}. \quad (5.41)$$

Коэффициент рассеяния главных полюсов

$$\sigma = 1 + \Phi_\sigma/\Phi. \quad (5.42)$$

Магнитное напряжение немагнитного слоя является основной составляющей н. с. главного полюса F_δ, А

$$F_\delta = \frac{1}{\mu_0} B_\delta\, \delta_{эф}, \quad (5.43)$$

где $\mu_0 = 0{,}4\pi \cdot 10^{-6}$ Г/м — магнитная проницаемость воздуха;
$\delta_{эф}$ — эффективный воздушный зазор (немагнитный слой) под главным полюсом, м.

В беспазовом двигателе величину F_δ (при неизменных P, l_a, j_a и n) можно уменьшить, только повышая коэффициент заполнения обмоточного слоя медью $\kappa_{зп}$ и принимая больший диаметр якоря D_a.

Остальные магнитные напряжения определяют, используя данные и величины рис. 5.8, так же, как и при расчете тягового двигателя с зубчатым якорем, но при определении н. с. F_ρ, необходимой для компенсации размагничивающего действия реакции якоря, коэффициент размагничивания берут $\kappa_{ря} = 0{,}006 \div 0{,}01$.

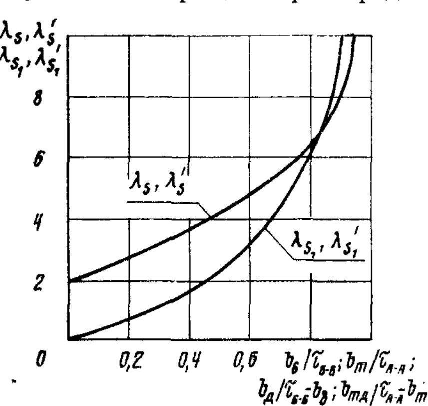
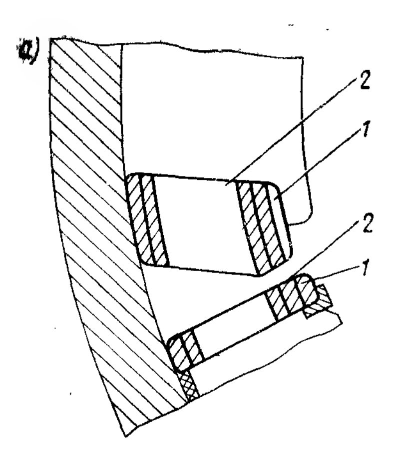


Рис. 5.11

Полная н. с. главного полюса, А

$$F_в = F_\delta + F_a + F_m + F_j' + F_j + F_\rho. \quad (5.44)$$

При определении числа витков катушки главного полюса двигателей пульсирующего тока учитывают номинальную степень возбуждения $\beta_н = 0{,}96 \div 0{,}98$.



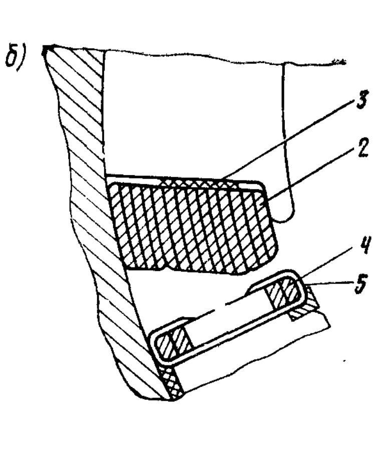


Рис. 5.12

Коэффициент насыщения

$$\kappa_н = F_в/F_\delta. \quad (5.45)$$

Обычно $\kappa_н = 1{,}1 \div 1{,}2$.

Коэффициент магнитной устойчивости

$$\kappa_у = (F_\delta + F_a)/(\alpha F_{aq}) \quad (5.46)$$

для двигателя с беспазовым якорем примерно в 2 раза выше, чем с зубчатым, и позволяет обеспечить надежную его работу даже при наиболее глубоком ослаблении возбуждения.

Катушки главных полюсов выполняют так же, как в двигателях с зубчатым якорем (см. § 12.6). При $2p \geqslant 6$ и напряжении $U_н > 1000$ В корпусную изоляцию укладывают по всему периметру (рис. 5.12, *а*), а при $U_н < 1000$ В возможно ее исполнение в соответствии с рис. 5.12, *б*, согласно которому корпусную изоляцию катушки главного полюса имеют только от сердечника. Заканчивается она на трех или четырех крайних витках. Покровную изоляцию обычно предусматривают на катушках главных полюсов, имеющих большую массу (при $2p = 4$), чтобы устранить опасность нарушения изоляции при изготовлении.

Катушки добавочного полюса обычно наматывают на ребро при любых числах полюсов.

В качестве изоляции катушек главных и добавочных полюсов применяют изоляцию типа «Монолит-2». Число слоев изоляции для полюсных катушек рекомендуется принимать согласно табл. 5.2, а конструкцию — по рис. 5.12.

Наиболее целесообразно катушки главных и добавочных полюсов выполнять в виде моноблоков с сердечниками.

Таблица 5.2

Позиция на рис. 5.12	Изоляция	Число слоев при напряжении относительно корпуса до, В				
		750	1000	1500	2000	3000
1	Витковая — асбестовая бумага или электронит толщиной 0,2 мм . . .	2	2	2	2	2
2	Корпусная — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,13 мм вполуперекрышу	4	4	5	5	6
3	Корпусная (сердечника, толщиной 0,13 мм)	5	5	—	—	—
4	Корпусная (см. позицию *5*)	6	6	—	—	—
5	Корпусная (см. позицию *2*)	1	1	—	—	—

§ 22.3. Влияние удлинения сердечников якоря и главных полюсов на намагничивающую силу и массу активных материалов

Уменьшить н. с. главного полюса тягового двигателя с беспазовым якорем, максимально приблизив ее к значению аналогичной н. с. двигателя с зубчатым якорем, довольно трудно, так как она в основном определяется размерами немагнитного слоя, а последний — условиями допустимых по нагреву плотностей тока в проводниках якоря.

Эта задача при выбранной расчетной полюсной дуге может быть решена удлинением сердечника якоря. При сохранении общей длины якоря это можно выполнить лишь при одновременном уменьшении лобовых частей его обмотки.

Если пренебречь технологическим зазором между катушками, то для однослойной обмотки якоря из геометрического расчета его катушки длину вылетов ее лобовых частей $l_з$ и $l_п$, м, при неизменных D_a и $2p$ можно получить из выражения

$$l_з = l_п = \frac{0{,}5\pi D_и}{4\sqrt{1-(D_и/D'_и)^2}} \cdot \frac{1}{p} = \kappa \frac{1}{p}. \qquad (5.47)$$

Обозначения $D_и$ и $D'_и$ см. на рис. 5.4.

Следовательно, при $D_и$ = const и $D'_и$ = const длина вылета зависит только от числа пар полюсов и обратно пропорциональна ему. Уменьшить ее можно было бы, выполнив катушки якоря более узкими, но и соответственно более высокими и уложив их на якоре со значительными зазорами. Как видно из рис. 5.13, изменение размеров катушки с $b_к$ и $h_к$ на $b'_к$ и $h'_к$ при заданном зазоре δ_1 приводит к увеличению высоты немагнитного слоя и немагнитного зазора δ_0 и как следствие к росту числа витков главного полюса, габаритов и массы двигателя.

Наиболее эффективным способом увеличения активной длины сердечника якоря без увеличения его общей длины является способ укладки лобовых частей не в 2, а в 4 и более слоев (см. рис. 5.5 и 5.6). В этом случае число сторон катушек в каждом слое уменьшается в 2; 3 раза

и более, в результате чего резко укорачиваются вылеты наклонных участков лобовых частей катушки. Длина вылета при этом

$$l_в = \frac{0{,}5b_к y_z}{n\sqrt{1-\sin^2\alpha \frac{1}{n^2}}}, \qquad (5.48)$$

где n — число пар слоев укладки обмотки в лобовой части; $b_к$ — ширина катушки в лобовой части; y_z — шаг по пазам; α — угол между наклонной стороной вылета и торцом сердечника якоря.

Если длину вылета при $n \geqslant 2$ обозначить $l''_в$, а при $n = 1$ — $l_в$, то относительное уменьшение длины вылета при росте n можно выразить зависимостью $l''_в/l_в = f(n)$. Из рис. 5.14 видно, что наиболее значительно длина вылета лобовой части уменьшается при переходе от $n = 1$ к $n = 2$.

Объем меди обмотки якоря возрастает из-за увеличения длины сердечника якоря, а также за счет дополнительного расхода на отгиб третьего и четвертого слоев ниже двух верхних слоев.

Масса стали якоря возрастает на величину отношения эквивалентных диаметров сечения якоря $D'_э/D_э$ при условии сохранения сечения сердечника якоря, числа и размеров вентиляционных каналов.

Увеличение активной длины якоря требует увеличения длины сердечников главных полюсов. Будет ли в этом случае уменьшаться расход меди на катушки главных полюсов?

Если считать все величины, кроме l_a, постоянными, то число витков катушки главного полюса при активной длине якоря l_a равно

$$w_в = \frac{\Phi\delta}{\mu_0 \alpha_\delta \tau_э l_a} \cdot \frac{1}{l_a} = \kappa_1 \frac{1}{l_a}. \qquad (5.49)$$

Аналогичное выражение получим и для $w'_в$ при новой длине якоря l'_a. Если отношение l'_a/l_a обозначить через q, то

$$w'_в = w_в\, l'_a/l_a = w_в/q. \qquad (5.50)$$

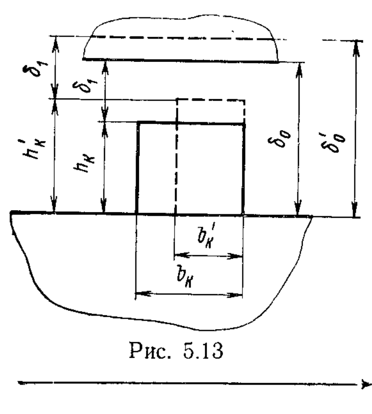


Рис. 5.13

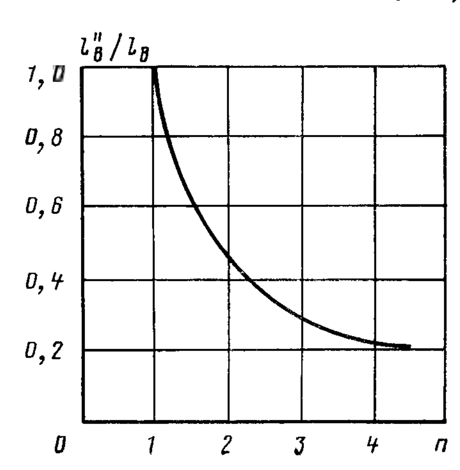


Рис. 5.14

Примем, что длины сердечников якоря и главного полюса равны между собой. Для того чтобы сохранить сечение сердечника главного полюса неизменным, необходимо ширину его уменьшить в таком же отношении, в каком увеличилась его длина

$$S_m = l_a b_m = l_a q b_m / q, \quad (5.51)$$

где b_m — ширина сердечника главного полюса в месте установки катушки, м.

Тогда периметр катушки главного полюса без учета радиусов закругления на углах полюса, м

$$p_m = 2l_a + 2b_m + 4b_{\text{мm}}, \quad (5.52)$$

где $b_{\text{мm}}$ — ширина меди катушки главного полюса, м.

При удлинении сердечника якоря в q раз получим

$$p'_m = 2l_a q + 2\frac{b_m}{q} + 4b_{\text{мm}}. \quad (5.53)$$

Длина обмоточного провода катушки на один главный полюс, м

$$l'_{\text{мm}} = p'_m \frac{w_{\text{в}}}{q} = \frac{C_1}{q^2} + \frac{C_2}{q} + C_3. \quad (5.54)$$

Здесь $C_1 = 2b_m w_{\text{в}}$; $C_2 = 4b_{\text{мm}} w_{\text{в}}$; $C_3 = 2l_a w_{\text{в}}$.

Из рис. 5.15 видно, что наиболее интенсивно расход меди на катушки главных полюсов уменьшается при $q < 1{,}5 \div 1{,}6$.

Рассмотренный расчет не учитывает того, что при сохранении нагрева катушек главных полюсов неизменным расход меди будет уменьшаться в большей степени с ростом q. Это вызвано следующим. Так как при удлинении сердечника якоря в q раз число витков катушки главного полюса уменьшается в $1/q$ раз и нагрев катушек уменьшается, то при том же нагреве можно увеличить плотность тока в меди катушек, а это приведет к дополнительному уменьшению расхода меди на катушки.

При удлинении сердечника якоря в q раз масса сердечника главного полюса уменьшается, так как при сохранении сечения уменьшается его высота $h_{\text{км}}$ на величину, равную

$$\Delta h_m = h_{\text{км}} \frac{w_{\text{в}} - w'_{\text{в}}}{w_{\text{в}}}. \quad (5.55)$$

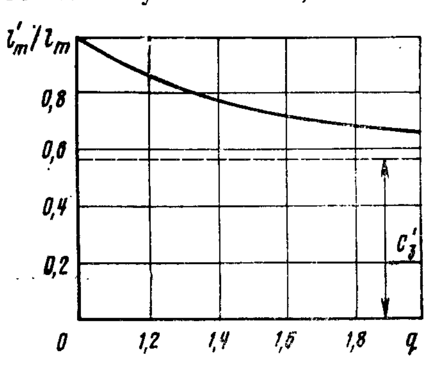


Рис. 5.15

При том же условии уменьшается масса отливки остова, так как уменьшается диаметр остова на величину $2\Delta h_m$, полученную из выражения (5.55).

Таким образом, при намеченном q массы одних элементов конструкции возрастают, других — уменьшаются. Поэтому окончательно определить массу двигателя при удлинении сердечника якоря можно лишь расчетом конкретного варианта. При удлинении сердечника якоря в q раз н. с. главного полюса

$$F'_{\text{в}} = F_{\text{в}}/q. \quad (5.56)$$

Увеличение коэффициента насыщения можно выразить

$$\Delta\kappa_{\text{н}} = \frac{\mu_0 F_{\text{в}} \tau_\delta l_a \alpha_\delta}{\Phi\delta}(q-1).$$

Коэффициент магнитной устойчивости

$$\kappa'_{\text{у}} = \kappa_{\text{у}}/q. \quad (5.57)$$

В тяговом двигателе с беспазовым якорем при удлинении сердечника главного полюса на лобовую часть воздушный зазор в лобовой части будет всего в 2—2,5 раза больше зазора в активной части, в то время как в двигателе с зубчатым якорем — в 7—10 раз, поэтому и магнитный поток, ответвляющийся в лобовую часть, в несколько раз больше, чем в двигателе с зубчатым якорем. Исходя из этого целесообразно рассмотреть возможность использования лобовых частей обмотки беспазового якоря для создания вращающего момента.

В варианте рис. 5.7 для того, чтобы рабочий поток двигателя пронизывал лобовые части обмотки якоря, в их зону необходимо продлить сердечники главных полюсов и якоря.

Основной поток замыкается по двум путям: по основной части сердечника якоря и по лобовым частям. Магнитное сопротивление основному потоку сердечника якоря

$$R_1 = \frac{\delta'}{\mu_0 l'_a \tau'_{\text{э}} \alpha_\delta}, \quad (5.58)$$

где δ' — основной немагнитный зазор, м;

l'_a — основная длина сердечника якоря, м;

$\tau'_{\text{э}}$ — полюсное деление по основному сердечнику якоря, м.

Магнитное сопротивление потоку в лобовой части

$$R_2 = \frac{\delta''}{\mu_0 (2\alpha_\delta \tau''_{\text{э}} a + \alpha_\delta \tau''_{\text{э}} l_{\text{з}})}, \quad (5.59)$$

где δ'' — немагнитный зазор в лобовой части, м;

a — прямолинейный участок лобовой части.

Тогда

$$\Phi_1/\Phi_2 = R_2/R_1. \quad (5.60)$$

Здесь Φ_1 — магнитный поток через основную часть сердечника якоря, Вб;

Φ_2 — магнитный поток через лобовые части, Вб.

Таким образом, чем меньше сопротивление R_2, тем бóльшая часть потока замыкается по лобовым частям и тем целесообразнее их использование.

Распространение магнитного потока на лобовые части можно условно рассматривать как удлинение основного сердечника якоря на величину, м

$$\Delta l'_a = l'_a \Phi_2 / \Phi. \tag{5.61}$$

Тогда уменьшенное число витков главного полюса при $\Phi = \text{const}$

$$w'_{\text{в}} = w_{\text{в}}\, l'_a / (l'_a + \Delta l'_a). \tag{5.62}$$

Если же число витков главного полюса оставить без изменения, то при сохранении магнитного потока Φ той же величины, что и до использования лобовых частей, возможно уменьшить длину основного сердечника якоря на $\Delta l'_a$.

Таким образом, если рассматривать использование лобовых частей как удлинение сердечника якоря в соответствии с выражением (5.61), то все сделанные выводы могут быть распространены и на тяговые двигатели с использованием лобовых частей.

§ 22.4. Распределение составляющих магнитной индукции в немагнитном активном слое

Магнитную индукцию B_δ в воздушном зазоре двигателя с беспазовым якорем раскладывают на нормальную $B_{\text{н}}$ и тангенциальную $B_{\text{т}}$ составляющие.

Индукция $B_{\text{н}}$ по длине якоря практически не меняется и только на расстоянии примерно 25 мм от края сердечника быстро спадает так, что по середине лобовых вылетов она составляет около 10% от ее значения под серединой полюса.

Применение беспазового якоря в двигателе приводит к некоторому спаду индукции под краями полюсов. При увеличении насыщения полюсов происходит дальнейший спад индукции под краем полюса.

Индукция под центром полюса двигателя с беспазовым якорем изменяется почти пропорционально н. с. полюсов из-за большого насыщения их рогов и малого насыщения сердечника. Спад индукции в нейтральной зоне также несколько больший, а диапазон ее изменения меньший, чем при зубчатом якоре. По высоте зазора нормальная составляющая индукции изменяется как по величине, так и по форме распределения по полюсной дуге. Наибольшие добавочные потери от $B_{\text{н}}$ в слоях меди, расположенных ближе к главному полюсу.

Для двигателей без компенсационной обмотки кривая индукции в области расположения проводников обмотки якоря имеет плавный характер изменения. Однако форма кривой $B_{\text{н}}(\tau)$ может меняться в зависимости от конструкции наконечников главных полюсов от пикообразных всплесков (в зоне схода с наконечника главного полюса) до плавного ее изменения. Всплески обусловлены чрезмерно высокой концентрацией силовых линий вследствие малого радиуса скругления наконечника полюса. Повышение плавности кривой $B_{\text{н}} = f(\tau)$ достигается увеличением этого радиуса или выполнением скосов на рогах наконечника.

Тангенциальная составляющая $B_{\text{т}}$ в двигателе без компенсационной обмотки по окружности якоря распределяется в виде двух всплесков одинаковой полярности характерной формы для насыщенных главных полюсов. Основная ее величина находится за пределами полюсной дуги главных полюсов. Наличие второго всплеска в кривой распределения $B_{\text{т}}$ обусловлено предельным насыщением узкого сечения рога главного полюса, в результате чего часть потока минует его. Этот всплеск является нежелательным, так как вызывает увеличение дополнительных потерь в обмотке якоря.

При частично расходящемся и эксцентричном зазорах абсолютная величина тангенциальной составляющей индукции на высоте половины воздушного зазора в области активной части якоря составляет порядка 15%, а при равномерном зазоре — 25—30% от нормальной составляющей индукции. В области лобовых частей она достигает лишь 3% от $B_{\text{н}}$.

Амплитуда $B_{\text{т}}$ с ростом тока возбуждения увеличивается значительно меньше, чем амплитуда $B_{\text{н}}$. В радиальном направлении $B_{\text{т}}$ изменяется практически прямолинейно, уменьшаясь до нуля у сердечника якоря.

Глава 23

ОСОБЕННОСТИ КОММУТАЦИИ И ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ УСЛОВИЙ

§ 23.1. Особенности коммутации

В отличие от зубчатых якорей, где положение проводника в магнитном поле остова определяется положением паза якоря, в беспазовых якорях каждый проводник обмотки находится в особых магнитных условиях. В этом смысле объединение проводников в катушки не приводит к объединению их в магнитном отношении, как это имеет место в зубчатых якорях. Отсюда следует, что в обмотке беспазового якоря различие в магнитном состоянии сторон секций определяется шагом по проводникам, а не шагом по пазам, как в зубчатых якорях.

Из-за отсутствия пазов вытекают следующие особенности коммутации беспазовых якорей:

иные понятие и определение зоны коммутации, чем в зубчатых якорях;

индуктивная связь между коммутируемыми проводниками одной катушки и разных катушек определяется только взаимным расположением проводников в активной и лобовых частях и отличается для различных проводников;

потоки рассеяния разных катушек оказывают влияние не только на смежные катушки, но и на более удаленные. Под зоной коммутации следует понимать дугу окружности якоря, на которой в различные моменты времени могут находиться различные проводники коммутируемых секций.

При исследовании некомпенсированных тяговых двигателей соответственно с беспазовым и зубчатым якорями в номинальном режиме установили, что для первого из них ширина зоны безыскровой коммутации во всем диапазоне нагрузок находится в пределах 18—22%, а для второго достигает лишь 2,5—4%.

Применение компенсационной обмотки в двигателе с беспазовым якорем ширину указанной области практически не изменило, как и в двигателях с зубчатыми якорями.

Коммутационные свойства обмотки якоря Л. Дрейфус и Г. Тилерс оценивают *индуктивностью разрыва* коммутируемых секций и *коэффициентом качества обмотки*, характеризующим демпфирующее действие соседних с коммутируемой секций. Многие авторы за критерий качества коммутации принимают остаточную энергию секции

$$\Delta W = L_{эс}\,\Delta i_{к}/2, \qquad (5.63)$$

где $L_{эс}$ — эквивалентная индуктивность секции, определенная с учетом демпфирования ее всеми остальными, одновременно с ней коммутируемыми секциями в момент ее выхода из-под щетки, Г;

$\Delta i_{к}$ — остаточный ток секции, А.

Уменьшение собственной индуктивности секций, принадлежащих одной катушке беспазового якоря, по сравнению с двигателем, имеющим зубчатый якорь, примерно в 1,6 раза обеспечило при всех прочих равных условиях меньшую остаточную энергию размыкаемой секции.

Снижение же взаимной индуктивности секций отдельных катушек якоря (примерно в 1,8 раза), с одной стороны, уменьшило реактивную э. д. с. секций, а с другой стороны, ухудшило демпфирующие свойства обмотки. В итоге эффект уменьшения реактивной э. д. с. здесь значительно сильнее, чем снижение демпфирующих свойств обмотки. Такого же действия следует ожидать и от уменьшения в 1,3 раза магнитной связи секций, принадлежащих соседним коммутируемым катушкам якоря.

Предпочтительнее несколько ускоренная коммутация, позволяющая избежать значительных токов разрыва, лучше при этом и коммутация при переходных процессах.

В зубчатых якорях в наиболее тяжелых условиях находится последняя секция, заканчивающая процесс коммутации паза. Объясняется это тем, что она воспринимает на себя за счет индуктивных связей избыток энергии, выделяющийся при коммутации предыдущих секций.

Отсутствие зубцов выравнивает условия коммутации всех секций обмотки якоря, так как они между собой имеют практически одинаковые электромагнитные связи. Кроме этого, значительно снижается собственная и взаимная индуктивность секций. Все это накладывает определенные особенности на характер процесса коммутации.

При исследовании установили, что в двигателе с беспазовым якорем проникновение главного поля в зону коммутации примерно в 2 раза сильнее, чем в двигателе с зубчатым якорем. Это приводит к некоторому искрению под набегающим краем щетки при токах якоря свыше

900 А при номинальном ослаблении возбуждения ($\beta = 0{,}96$). При более глубоких ослаблениях возбуждения оно полностью исчезает.

Хорошее состояние коллекторов после длительной эксплуатации двигателей НБ-504А с беспазовым якорем позволяет при расчете этих двигателей расчетное полюсное перекрытие определить из выражения (5.29).

§ 23.2. Расчет стационарной коммутации

Немагнитный зазор под добавочным полюсом, м (рис. 5.16)

$$\delta_{д} = \delta_0 + (2 \div 3)\,10^{-3}. \qquad (5.64)$$

Суммарная проводимость потока рассеяния, секций, Г/м

$$\Sigma\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4. \qquad (5.65)$$

При этом проводимость потока рассеяния по ширине проводника, Г/м;

$$\lambda_1 = \frac{1}{12}\,\mu_0\,\frac{f_x\,(b_{м} + 2b_4) - 2b_4}{\delta_{д}}, \qquad (5.66)$$

где b_4 см. в табл. 5.1.

Проводимость потока рассеяния по ширине $b_{д}$ наконечника добавочного полюса, Г/м

$$\lambda_2 = \mu_0\,\frac{b_{д} - f_x\,(b_{м} + 2b_4) + 2b_4}{4\delta_{д}}, \qquad (5.67)$$

где

$$b_{д} = b_{зк} - (0{,}4 \div 0{,}6)\,\delta_{д}. \qquad (5.68)$$

Ширину зоны коммутации $b_{зк}$ находят из выражения (5.30).

Проводимость потока рассеяния за пределами наконечника добавочного полюса по ширине зоны коммутации, Г/м

$$\lambda_3 = \frac{\mu_0}{\pi}\,\ln\left(1 + \pi\,\frac{b_{зк} - b_{д}}{4\delta_{д}}\right). \qquad (5.69)$$

Проводимость потока рассеяния лобовых частей катушек, Г/м

$$\lambda_4 = 0{,}37\mu_0\,\frac{L_{лоб}}{2l_a}\,\lg\left(1 + \frac{\pi\tau_э}{8h_{к}}\right). \qquad (5.70)$$

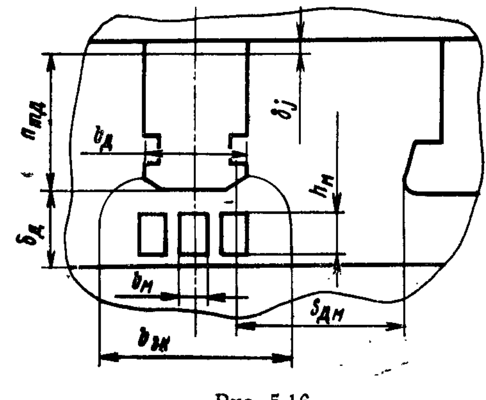


Рис. 5.16

Для многослойной укладки лобовых частей в знаменатель скобки выражения (5.70) следует подставлять еще и n (число пар слоев в лобовой части).

Реактивная э. д. с., В (2.164)

$$e_r = \frac{8 i_{a\infty} u_{\text{к}} \sum \Delta w_a^2 \, l_a v_{a\text{э}}}{b_{\text{эк}}}, \tag{5.71}$$

где $v_{a\text{э}}$ — окружная скорость якоря, отнесенная к эквивалентному диаметру, при продолжительном режиме, м/с.

Представим реактивную э. д. с. в виде суммы

$$e_r = e_r' + e_r'', \tag{5.72}$$

где e_r' и e_r'' — составляющие реактивной э. д. с. активной и лобовых частей проводника.

При четырехслойной укладке лобовых частей и удлинении сердечника якоря в q раз

$$e_r' = \frac{2\Phi_s'}{T_{\text{к}}} w_{\text{с}}. \tag{5.73}$$

Поток рассеяния активной части проводника, Вб, при токе параллельной ветви

$$\Phi_s' = 4 i_a u_{\text{к}} \Lambda' l_a w_{\text{с}}, \tag{5.74}$$

где Λ' — проводимость путей потока рассеяния активной части якоря.

При удлинении сердечника якоря в q раз при постоянной частоте вращения составляющая реактивной э. д. с. активной части обмотки якоря, В

$$e_{r_q}' = e_r' \frac{l_a'}{l_a} = e_r' q. \tag{5.75}$$

Составляющая e_r'' может быть получена при подстановке в формулы (5.73) и (5.74) соответственно потока рассеяния лобовой части проводника Φ_s'' и проводимости $\Lambda_{\text{лоб}}$, Г/м, которая для четырехслойной обмотки равна [см. формулу (2.160)]

$$\Lambda_{\text{лоб}} = 0{,}37 \mu_0 \frac{L_{\text{лоб}}'}{l_a} \lg\left(1 + \frac{\pi\tau_{\text{э}}}{16 h_{\text{к}}}\right), \tag{5.76}$$

где $L_{\text{лоб}}'$ — длина лобовой части проводника при $n = 2$.

Так как $L_{\text{лоб}}'$ мало отличается от длины лобовой части проводника при $n = 1$, то с переходом от $n = 1$ к $n = 2$ $\Lambda_{\text{лоб}}$ уменьшается, а значит уменьшается и составляющая реактивной э. д. с. лобовой части e_r''.

Возрастание или уменьшение $e_r = e_r' + e_r''$ при удлинении сердечника якоря и выполнении укладки лобовых частей с $n > 1$ определяется тем, что преобладает рост e_r' или уменьшение e_r''. Заметим, что в этом случае для обеспечения идентичности коммутационных циклов следует делать немагнитные нажимные шайбы, что целесообразно и для уменьшения реактивной э. д. с., так как в двигателе с беспазовым якорем проводимость лобовых частей соизмерима (по расчету) с проводимостью активной части и уменьшение проводимости лобовой части приводит к значительному снижению реактивной э. д. с.

Индукция в первом немагнитном зазоре, Т (2.177)

$$B_{\text{к}} = \frac{e_r}{2 w_{\text{с}} l_a v_{a\text{э}}}. \tag{5.77}$$

Магнитное напряжение первого немагнитного зазора, А (2.183)

$$F_{\delta_{\text{д}}} = \frac{1}{\mu_0} B_{\text{к}} \delta_{\text{э}} \kappa', \tag{5.78}$$

где κ' — коэффициент возможного увеличения немагнитного зазора вследствие производственных допусков; $\kappa' = 1{,}015 \div 1{,}03$.

Коэффициент рассеяния добавочного полюса [см. формулы (2.192)—(2.194)]

$$\sigma_{\text{д}} = 1 + \frac{F_{\delta_{\text{д}}} + F_{aq}}{B_{\text{к}} (b_{\text{д}} + 1{,}5\,\delta_{\text{д}})} \cdot \frac{0{,}8 \mu_0 h_{m\text{д}}}{S_{\text{д}m}} \cdot \frac{l_a + l_{m\text{д}}}{2 l_a}, \tag{5.79}$$

где $l_{m\text{д}}$ и $h_{m\text{д}}$ — длина и высота сердечника добавочного полюса, м; обычно $l_{m\text{д}} = l_a$;

$S_{\text{д}m}$ — расстояние между наконечниками добавочного и главного полюсов, м.

Индукция в сердечнике добавочного полюса, Т

$$B_{m\text{д}} = B_{\text{к}} \sigma_{\text{д}} \frac{b_{\text{д}} + 1{,}5\,\delta_{\text{д}}}{b_{m\text{д}}} \cdot \frac{l_a}{l_{m\text{д}}}. \tag{5.80}$$

Расчетная ширина сердечника добавочного полюса, м

$$b_{m\text{д}}' = b_{m\text{д}} - 0{,}5\, b_{\text{ст}}.$$

Ширина массивного стержня $b_{\text{ст}}$ учитывается наполовину из-за уменьшенной проводимости стержня.

Для обеспечения удовлетворительной коммутации при перегрузках необходимо, чтобы $B_{m\text{д}} \leqslant 0{,}6 \div 0{,}8$ Т.

Магнитное напряжение второго немагнитного зазора при немагнитных болтах добавочного полюса, А (2.186) и (2.187)

$$F_{\delta_j} = \frac{1{,}05 B_{m\text{д}} b_{m\text{д}} \delta_j}{\mu_0 (b_{m\text{д}} + 2\delta_j)}, \tag{5.81}$$

где $\delta_j = (0{,}25 \div 0{,}3)\delta_{\text{д}}$ — второй немагнитный зазор, м.

Полная н. с. добавочного полюса, А

$$F_{\text{д}} = F_{\delta_{\text{д}}} + F_{aq} + F_{\delta_j}. \tag{5.82}$$

Число витков катушки добавочного полюса определяют так же, как для двигателя с зубчатым якорем (см. § 11.6).

§ 23.3. Потенциальные условия некомпенсированных двигателей в стационарных режимах

Параметры тяговых двигателей необходимо выбирать так, чтобы не превысить допустимое максимальное межламельное напряжение. С другой стороны, для лучшего использования якоря необходимо иметь большое среднее межламельное напряжение, т. е. нужно стремиться к минимальному искажению магнитного поля при обеспечении нужных регулировочных свойств тягового двигателя.

Повышение межламельного напряжения до e_{max} обусловлено действием поперечной реакции якоря. В двигателях с беспазовым якорем без компенсационной обмотки ограничение действия реакции якоря достигается устройством под главными полюсами расходящегося воздушного зазора.

Вопрос этот подробно освещен в § 4.3 — 4.6, где для определения e_{max} установлено выражение (1.99).

Исследованиями установлено, что для беспазовых тяговых двигателей раскрытие зазора, т. е. отношение $\delta_{кр}/\delta_0$, может быть выполнено в пределах 1,3—1,5. При этом максимальные межламельные напряжения 33—35 В.

Дальнейшее увеличение раскрытия $\delta_{кр}/\delta_0$ становится мало эффективным и даже вредным. Например, увеличение $\delta_{кр}/\delta_0$ от 1,6 до 2,1 снижает e_{max} лишь с 33,5 до 32 В, при $\delta_{кр}/\delta_0 = 1,7$ $e_{max} = 35$ В, а при четырехкратном раскрытии $e_{max} = 41$ В.

Анализ осциллограмм кривых межламельных напряжений двигателя НБ-504А позволил установить, что при работе с $\beta = 0,5$, $I_в = 440$ А и $n = 1200$ об/мин максимальное межламельное напряжение $e_{max} = 25$ В, а градиент потенциала $\varepsilon_{max} = 63,8$ В/см.

Указанные величины e_{max} и ε_{max} значительно ниже рекомендуемых в качестве критических для тяговых двигателей:

$$e_{max\,доп} \leqslant 40 \div 43 \text{ В и } \varepsilon_{max\,доп} \leqslant 85 \div 95 \text{ В/см}.$$

Коэффициент искажения определен как отношение напряжения между соседними коллекторными пластинами под набегающим краем полюса к напряжению под центром полюса. При токе возбуждения $I_в = 0,5 I_{в\,ном}$ с увеличением тока якоря от 0,5 до 1,5 $I_{a\,ном}$ этот коэффициент изменяется от 1,2 до 1,55. При тех же токах якоря, но при номинальном токе возбуждения он изменяется в пределах от 1,07 до 1,25.

Анализ показал, что изменения частоты вращения и тока возбуждения вызывают неодинаковое изменение максимального межламельного напряжения. Влияние частоты вращения на величину e_{max} проявляется в большей степени.

По результатам стендовых и эксплуатационных исследований двигателей с беспазовыми якорями можно рекомендовать наиболее глубокое ослабление возбуждения в пределах $\beta_{min} = 0,35 \div 0,4$.

Глава 24

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ, НАГРЕВАНИЯ И РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК

§ 24.1. Потери в двигателе

Изменение потерь мощности в беспазовом двигателе по сравнению с двигателем с зубчатым якорем обусловлено увеличением потерь в меди обмотки возбуждения, уменьшением магнитных потерь из-за отсутствия зубцов якоря, увеличением добавочных потерь в меди обмотки якоря от вихревых токов и снижением коммутационных потерь.

Анализ показывает, что при одних и тех же потоке и частоте вращения суммарные потери в стали и меди $\Delta P_{см}$ в компенсированном двигателе больше, чем в некомпенсированном и их базовом двигателе с зубчатым якорем. В последнем эти потери при превышении номинального значения потока возрастают быстрее и уже при потоке $(1,1 \div 1,2)\Phi_н$ превосходят потери в некомпенсированном двигателе с беспазовым якорем.

При одинаковых значениях магнитного потока (при $n = \text{const}$) потери в стали $\Delta P_с$ при холостом ходе в некомпенсированном двигателе с беспазовым якорем больше, чем в компенсированном. При увеличении потока потери $\Delta P_с$ во втором двигателе возрастают быстрее и становятся больше, чем в первом. Такое изменение потерь в стали вызвано тем, что при малых значениях потока абсолютная величина пульсаций индукции, обусловленная зубчатым строением главного полюса, незначительна, а основное влияние на потери оказывает распределение индукции по полюсной дуге, которое в компенсированном двигателе (без учета пульсаций индукции) более плавное, чем в некомпенсированном. Это при малых значениях потока приводит к меньшим потерям в стали. Рост потока приводит к увеличению влияния зубчатого строения главных полюсов на потери и к превышению их в стали компенсированного двигателя.

Добавочные потери в меди якоря $\Delta P_м$ компенсированного двигателя во всем диапазоне изменения потока больше, чем некомпенсированного. Это можно объяснить тем, что влияние зубчатости главных полюсов на потери в меди более значительно, чем на потери в стали, так как обмотка якоря расположена ближе к главным полюсам, где имеет место более интенсивная пульсация магнитной индукции.

В обоих тяговых двигателях потери в меди $\Delta P_м$ значительно превышают потери в стали. Потери $\Delta P_м$ в двигателе НБ-504К с компенсационной обмоткой при $\Phi_н$ в 1,4—1,5 раза больше, чем в некомпенсированном двигателе, из-за пульсаций как продольной, так и поперечной составляющей магнитного потока.

Определение коммутационных потерь сводится к определению увеличения сопротивления проводника (или обмотки) при прохождении по нему переменного тока трапецеидальной формы, оцениваемое коэффициентом $к_ф$ Фильда (2.274).

Поток секции при изменении значения и направления тока, то исчезает, то возрастает, пересекая активные проводники якоря, расположенные на полюсной дуге, что приводит из-за поверхностного эффекта, к увеличению их сопротивления. При определении отношения активного сопротивления обмотки якоря при коммутации к сопротивлению на постоянном токе предполагается, что m проводников расположены один над другим в условном пазу высотой $\tau_э/2$, сторонами которого являются поверхности якоря, главных и добавочных полюсов. В связи с этим в формулу (2.276) необходимо подставлять в случае однослойной обмотки беспазового якоря

$$m = Nf_у/4p. \tag{5.83}$$

Для двухслойной обмотки в знаменателе (5.83) коэффициент 4 должен быть заменен на 8.

Приведенную высоту проводника ξ следует определять, исходя из того, что для беспазового якоря необходима замена в (2.142) ширины паза $b_п$ размером немагнитного слоя под добавочным полюсом $\delta_д$, высоты медного проводника $h_м$ — его шириной $b_м$, а ширины $b_м$ — произведением $h_м f_у$, т. е.

$$\xi = b_м \sqrt{\frac{h_м f_у}{\delta_д} \cdot \frac{\omega\mu\sigma}{2}}. \tag{5.84}$$

Наличие воздушного промежутка между полюсами равносильно уменьшению высоты паза до величины $b_д/2 + \alpha\tau/2$. Поэтому потери $\Delta P_к$ должны уменьшаться примерно в κ_α раз, где

$$\kappa_\alpha = \alpha + b_д/\tau_э. \tag{5.85}$$

Тогда коммутационные потери, Вт (2.273)

$$\Delta P_к = \kappa_\alpha (\kappa_Ф - 1)\, I^2_{a\infty}\, r_a\, t_r = \Delta P'_к\, t_r, \tag{5.86}$$

где t_r — коэффициент увеличения сопротивления при нагревании.

Из приведенных формул можно сделать вывод, что при подразделении проводника по ширине на две части коммутационные потери уменьшаются в четыре раза.

Критическая ширина проводника, м

$$b_{м0} = \frac{\sqrt[4]{(1+e)\dfrac{31p\,(u_к - \gamma - 1)}{K}}}{1{,}32\sqrt{m}\,\sqrt{\dfrac{h_м f_y}{\delta_д} \cdot \dfrac{\omega\mu\sigma}{2}}}. \tag{5.87}$$

Потери от вихревых токов. В общем случае расчет добавочных потерь в проводниках обмотки якоря от вихревых токов, наводимых в них в момент нахождения их в процессе движения под краями главного полюса, т. е. в зоне резкого спада магнитной индукции и сильного искривления магнитных силовых линий, представляет большую трудность. Обусловлена она необходимостью определения магнитного поля внутри проводника при движении его в меняющемся магнитном поле.

Задача значительно упрощается, если расчет потерь проводить раздельно для нормальной и тангенциальной составляющих поля, т. е. представляя потери от вихревых токов $\Delta P_в = \Delta P_н + \Delta P_т$.

Формулы для их расчета были получены со следующими допущениями:

1. Проводники обмотки якоря неподвижны, а на них набегает электромагнитная волна, имеющая форму кривой индукции в зазоре, с частотой вращения якоря.

2. Внешнее магнитное поле не меняется по длине и высоте проводника.

3. Потери учитываются только в активных частях проводников.

4. Длина l_a проводника значительно больше его поперечных размеров.

Для упрощения расчета действительную кривую индукции под главным полюсом раскладывают в ряд Фурье. Потери при этом определяют для каждой гармонической электромагнитной волны. Полные потери от вихревых токов для нормальной составляющей представляют собой сумму потерь, вызываемых каждой гармонической составляющей поля. Суммирование здесь допустимо, так как $\mu_0 = \text{const}$, а бегущая волна зависит только от одной пространственной координаты.

Для определения потерь от тангенциальной составляющей поля принято, что кривая распределения индукции по поверхности якоря имеет форму равнобедренного треугольника и может быть разложена в ряд Фурье.

Суммирование полученных потерь от нормальной и тангенциальной составляющих возможно, так как квадрат результирующей индукции равен сумме квадратов этих составляющих.

Недостатком изложенного метода является то, что правильный результат может быть получен только в случае учета бесконечно большого числа гармонических, что практически невозможно. При ограниченном числе гармонических (7—15 гармоник) в расчет потерь вносится погрешность. Кроме того, разложение на большое число гармонических представляет значительные технические трудности и не может гарантировать точности при определении параметров высших гармонических.

Предложенный в процессе разработки двигателей с беспазовым якорем для электровозов метод [55] исключает необходимость разложения кривой поля на гармонические составляющие и основан на замене действительных кривых распределения по окружности якоря нормальной и тангенциальной составляющих индукции на отдельных участках аппроксимированными кривыми, составленными из отрезков прямых и синусоид. При этом методе сходимость между аппроксимирующей и реальной кривыми $B(x)$ значительно лучше, чем между реальной кривой и кривой, полученной сложением ординат практически ограниченного числа гармоник.

Возможно некоторое упрощение путем замены реальной кривой распределения индукции по полюсному делению некоторой фиктивной, в которой участки нарастания и спада индукции объединяют и аппроксимируют одной кривой. Возможность этого вытекает из того, что

расчет потерь не был ограничен какими-либо условиями. Физически это может быть пояснено тем, что потери за весь период T изменения индукции можно рассматривать как сумму потерь на отдельных участках этого изменения.

Таким образом, если кривая реальной индукции имеет «ступеньки» в области нарастания или спада индукции, то они могут быть устранены в фиктивной кривой, что позволяет для всего периода нарастания или спада индукции пользоваться одной аппроксимирующей кривой в виде прямой или четверти волны синусоиды, или той и другой вместе.

Расчет потерь по методу [55] проводят в следующей последовательности. Действительную кривую зависимости $B(x)$ преобразуют в фиктивную, в которой объединены отдельные участки кривой. Полученную фиктивную кривую аппроксимируют отрезками прямых и синусоид. Для каждого участка относительной протяженностью $\Delta x/\tau$ определяют коэффициент демпфирования $\kappa_д$ в зависимости от того, по какому закону — линейному или синусоидальному — изменяется магнитная индукция на рассматриваемом участке. Для каждого участка относительной протяженностью $\Delta x/\tau$ подсчитывают средние мощности потерь $\Delta P_{ср.н}$ и $\Delta P_{ср.т}$.

Суммируя $\Delta P_{ср.н}$ и $\Delta P_{ср.т}$, находят полную мощность потерь в обмотке якоря от вихревых токов, Вт

$$\Delta P_в = \Delta P_н + \Delta P_т = N\left(\sum \Delta P_{ср.\,н}\frac{\Delta x}{\tau} + \sum \Delta P_{ср.\,т}\frac{\Delta x}{\tau}\right). \quad (5.88)$$

В практике проектирования беспазовых тяговых двигателей потери в проводниках обмотки якоря от вихревых токов, обусловленных составляющей $B_н$, обычно определяют, используя формулу основной гармоники с частотой тока в длительном режиме $f_\infty = pn_\infty/60$,

$$\Delta P_н = \frac{1}{f_x^2}\cdot\frac{\pi^2}{6}N(h_м f_y)(b_м f_x)^3\sigma(\kappa_э B_{тм})^2 f_\infty^2 l_a, \quad (5.89)$$

где $\kappa_э$ — коэффициент эквивалентного увеличения максимальной индукции под серединой главного полюса.

Этот коэффициент

$$\kappa_э = \sqrt{\frac{v_{aэ}\cdot 10^6}{\pi^2 f_\infty^2 b_э \tau_э} + 0{,}65\frac{\alpha_\delta F_{aq}}{F_в}}, \quad (5.90)$$

где величины $v_{aэ}$, α_δ, $F_в$ берут соответственно по формулам (5.18), (5.29), (5.44), длина участка нарастания (спада) индукции, м (рис.5.17)

$$b_э = \frac{(1-0{,}7\alpha_\delta)\tau_э - b_{зк}}{2}. \quad (5.91)$$

Наиболее простая формула для расчета потерь от тангенциальной составляющей индукции получается, если аппроксимировать распределение составляющей $B_т$ по $b_э$ синусоидой. Она представляет полуволну синусоиды (рис. 5.18). Во многих случаях такое распределение индукции даже ближе к действительному, чем треугольное.

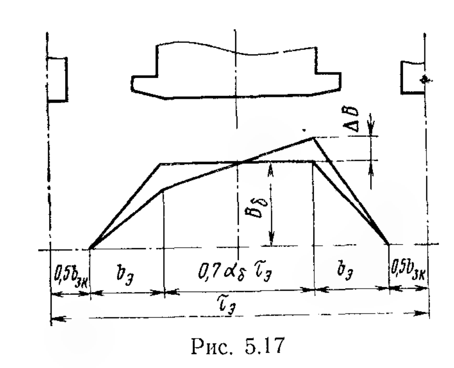


Рис. 5.17

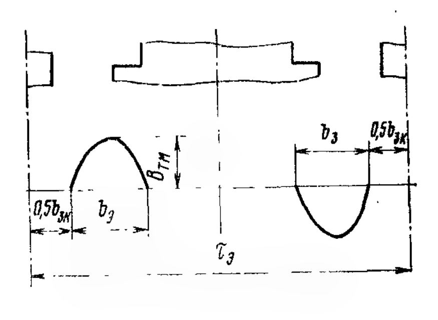


Рис. 5.18

Потери на вихревые токи от тангенциальной составляющей при синусоидальном распределении индуции, Вт

$$\Delta P_т = \Delta P_{ср.\,т} N\frac{2b_э}{\tau_э}, \quad (5.92)$$

где $\Delta P_{ср.т}$ — средняя по участку $b_э$ мощность потерь в проводнике от тангенциальной составляющей магнитной индукции, Вт:

$$\Delta P_{ср.\,т} = \frac{1}{96}\sigma l_a (f_y h_м)^3 b_м f_x c\left(\frac{\pi}{b_э}B_{тм}\right)^2 v_{aэ}^2 \kappa_д. \quad (5.93)$$

В формуле (5.93) коэффициент для вычисления амплитуды действующего значения тангенциальной составляющей индукции

$$c = \frac{1}{3}\left[1 + \frac{h_0}{h'_м} - \frac{h_0^3}{h'_м(h'_м + h_0)^2}\right]. \quad (5.94)$$

Размер h_0 между сталью сердечника и низом меди обмотки якоря, а также размер высоты катушки по меди $h'_м$ могут быть получены с помощью рис. 5.3, *а* и табл. 5.1.

Максимальное значение тангенциальной составляющей индукции, Т

$$B_{тм} = \beta_т B_\delta, \quad (5.95)$$

где $\beta_т$ — выбирают по рис. 5.19.

Коэффициент демпфирования $\kappa_д = f(\kappa_f h_м)$ определяют по рис. 5.20. Произведение

$$\kappa_f h_м = \sqrt{\frac{\tau_э}{b_э}\pi f_\infty \mu_0 \sigma h_м}. \quad (5.96)$$

Формула (5.93) получена в предположении, что :

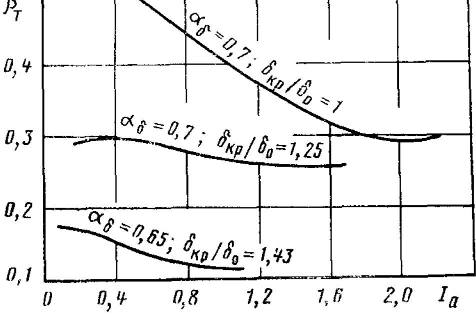


Рис. 5.19

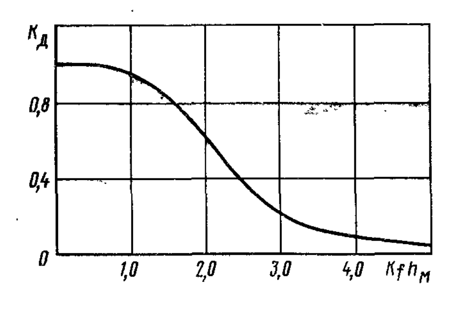


Рис. 5.20

1) индукция главного поля во всех точках каждого проводника, расположенного на поверхности якоря, имеет одни и те же мгновенные значения, отличающиеся от среднего значения индукции внешнего поля на величину, определяемую влиянием вихревых токов.

2) длина сердечника якоря значительно превышает поперечные размеры проводника.

Для участков, где кривая тангенциальной составляющей индукции аппроксимирована прямой, средняя по участку мощность потерь в проводнике от поперечного поля может быть получена по формуле (5.93), в которой коэффициент $\frac{1}{96}$ и скобка $\left(\frac{\pi}{b_э} B_{тм}\right)^2$ должны быть заменены соответственно на $\frac{1}{12}$ и $\left(\frac{\Delta B_т}{\Delta x}\right)^2$.

При удлинении сердечника якоря в q раз основные потери в якоре растут, в катушках главных полюсов при сохранении сечения меди уменьшаются на величину, примерно равную

$$\Delta P_m = I_в^2 r_в \frac{l_m - l_m'}{l_m}, \tag{5.97}$$

где $r_в$ — сопротивление обмотки главного полюса до удлинения сердечника якоря.

Потери мощности, обусловленные вихревыми токами в проводниках обмотки якоря, в связи с уменьшением магнитной индукции в зазоре уменьшаются в q раз. Остальные потери значительно не изменяются.

Таким образом, при удлинении сердечника якоря основные потери в якоре растут, а вихревые уменьшаются, поэтому рост или уменьшение суммарных потерь в якоре определяется соотношением этих потерь.

Потери от контурных токов. Деление проводников по ширине приводит к возникновению контурных токов, вызывающих потери мощности в обмотке якоря.

Контурные (уравнительные) токи возникают из-за неравенства э. д. с. в двух параллельных проводниках, при прохождении ими мест спада или нарастания индукции. Эта э. д. с. определяется разностью индукций между двумя элементарными проводниками — ΔB.

Из работы [55] следует, что потери от контурных токов, Вт

$$\Delta P_{кт} = \frac{(2f_x - 2) B_\delta^2 (b_м + 2\Delta_в)^2 K l_a^2 v_{aэ}^2 f_y h_м b_м \sigma}{l_{ср} b_э \tau_э}. \tag{5.98}$$

§ 24.2. Тепловой расчет

Обмотке беспазового якоря в тепловом отношении присущи следующие достоинства: отсутствие текстолитовых пазовых клиньев, меньшее количество изоляции, равномерное распределение проводников обмотки якоря по его поверхности в виде сравнительно тонкого монолитного кольца, одинаковое условие охлаждения для всех проводников, высокая монолитность стеклобандажного слоя сравнительно малой толщины.

Все это, как показали опыты, обеспечивает хороший отвод тепла через всю наружную поверхность обмотки якоря.

В связи с изложенным все участки обмотки беспазового якоря имеют более равномерные превышения температуры, увеличивая срок ее службы. Кроме того, это улучшает коэффициент вентиляции и повышает мощность двигателя в длительном режиме. Так, например, при исследовании беспазового двигателя установлено, что эти параметры относительно базового двигателя с зубчатым якорем увеличены соответственно с 0,93 до 0,955 и с 740 до 755 кВт.

Картина тепловых и воздушных потоков в беспазовом двигателе все же остается сложной и выполнить точный тепловой расчет очень затруднительно. Наиболее точно тепловая напряженность машины может быть оценена сопоставлением с данными испытанных машин, близких по габаритам и исполнению. При отсутствии таких данных ее приближенно оценивают следующим тепловым расчетом.

Потери в меди обмотки якоря с учетом выражения (5.86), Вт

$$\Delta P_м = I_{a\infty}^2 r_a t_r + \Delta P_к' t_r + \frac{(\Delta P_п + \Delta P_т + \Delta P_{кт})}{t_r}, \tag{5.99}$$

где t_r — коэффициент увеличения сопротивления при нагревании.

Потери в стали якоря при нагрузке, Вт

$$\Delta P_с = \Delta P_с'\left(1 + \sqrt[3]{1 + \alpha_\delta \frac{F_{aq}}{F_в}}\right). \tag{5.100}$$

Коэффициент теплоотдачи с поверхности якоря $\alpha = f(v_{aэ})$ определяют по рис. 3.6, где $v_{aэ}$ — эквивалентная скорость воздуха относительно поверхности якоря (3.30).

Удельная теплопроводность двухслойной изоляции (изоляция катушки якоря и стеклобандаж, крепящий обмотку), Вт/(м²·°С)

$$\lambda_\Sigma = \frac{1}{\frac{b_{из}}{10\Delta_t} + \frac{\delta_б}{10\Delta_{tб}}}, \tag{5.101}$$

где Δ_t — коэффициент теплопроводности изоляции обмотки якоря; для изоляции «Монолит-2» (3.33) Δ_t = 0,225 Вт/(м · ° С);

$\delta_б$ — толщина бандажа;

$\Delta_{tб}$ — коэффициент теплопроводности бандажа обмотки якоря; для стеклобандажа может быть принят $\Delta_{tб}$ = = 0,44 Вт/(м · ° С);

$b_{из}$ — толщина изоляции между верхом меди и бандажом, может быть определена из рис. 5.3 и табл. 5.1.

Эффективный коэффициент теплоотдачи, Вт/(м^2 · ° С)

$$\alpha_{\text{эф}} = \alpha\lambda_{\Sigma}/(\alpha + \lambda_{\Sigma}). \tag{5.102}$$

Удельная теплопроводность для теплового потока от меди к стали якоря, Вт/(м^2 · ° С)

$$\lambda_{\text{с}} = 10\Delta_t/(b_{\text{из}} + b_1). \tag{5.103}$$

Превышение температуры меди обмотки якоря над температурой вентилирующего воздуха при постоянном токе, ° С

$$\theta'_{\text{м}}(t_r) = \frac{\left[\left(\Delta P'_{\text{м}} t_r + \dfrac{\Delta P_{\text{в}}}{t_r}\right) \times \left(m_{\text{к}} d_{\text{к}} \dfrac{\alpha}{2\lambda_{\text{с}} D_a} + 1\right) + \Delta P_{\text{с}}\right] \kappa'}{\dfrac{\alpha}{200} m_{\text{к}} \pi d_{\text{к}} l_a \left[\dfrac{\alpha_{\text{эф}} D_{\text{н}}^2}{D_a \lambda_{\text{с}}} + \dfrac{\alpha D_{\text{н}}(L_{\text{лоб}} - 2c_2)}{l_a \lambda_{\text{с}} D_a} + 1\right] + \dfrac{\pi D_{\text{н}}}{100} \left[\alpha_{\text{эф}} l_a + \alpha (L_{\text{лоб}} - 2c_2)\right]}, \tag{5.104}$$

где $\kappa' = 0{,}86 \div 0{,}87$ — коэффициент уменьшения превышения температуры якоря при открытой задней лобовой части обмотки.

Превышение температуры меди обмотки якоря над температурой воздуха определяют, решая систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \theta_{\text{м}} &= \theta'_{\text{м}}(t_r) + \theta_{\text{в}}; \\ t_r &= 1 + 0{,}004\,(\theta_{\text{м}} + 5), \end{aligned}\right\} \tag{5.105}$$

где $\theta_{\text{в}}$ — среднее превышение температуры вентилирующего воздуха (по рис. 3.8).

§ 24.3. Расчет электромеханических характеристик

Характеристики двигателя с беспазовым якорем рассчитывают так же, как и для двигателя с зубчатым якорем. При этом характеристики к. п. д. $\eta_{\text{д}} = f(I_a)$ при $U = \text{const}$ определяют на постоянном токе с учетом суммарных потерь, Вт

$$\sum \Delta P = \Delta P_{\text{м}} + \Delta P'_{\text{с}} + \Delta P_{\text{д}} + \Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{кп}} + \Delta P_{\text{н}} + \Delta P_{\text{т}} + \Delta P_{\text{кт}}, \tag{5.106}$$

здесь потери: основные в меди обмоток $\Delta P_{\text{м}}$, в стали якоря при холостом ходе $\Delta P'_{\text{с}}$, добавочные при нагрузке $\Delta P_{\text{д}}$, механические $\Delta P_{\text{мех}}$ и переходные $\Delta P_{\text{кп}}$ — определяют так же, как и для двигателя с зубчатым якорем, потери $\Delta P_{\text{н}}$, $\Delta P_{\text{т}}$ и $\Delta P_{\text{кт}}$ — по формулам (5.89), (5.92), (5.93) и (5.98).

Электромеханические характеристики, отнесенные к оси электровоза, показаны на рис. 5.21 (штриховыми линиями — для базового двигателя с зубчатым якорем и компенсационной обмоткой).

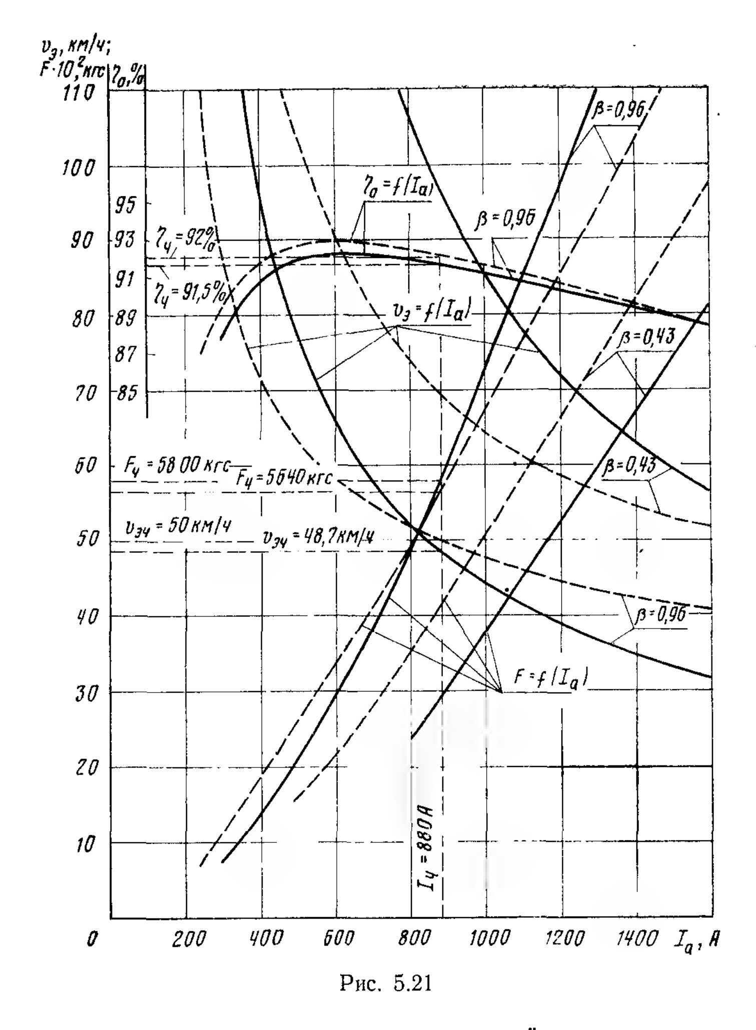


Рис. 5.21

Вследствие меньшего насыщения магнитной цепи двигатели с беспазовыми якорями обладают более мягкими естественными характеристиками и для обеспечения любого необходимого режима их работы требуется меньшая степень внешнего регулирования, чем для двигателя с зубчатым якорем.

Коэффициент использования мощности (1.50)

$$\kappa_{\text{и}} = \frac{\beta_{\text{н}} v_{\text{н}}}{\beta_{\min} v_{\max} \kappa_{\text{н}}} \tag{5.107}$$

двигателя с беспазовым якорем выше, чем с зубчатым якорем, так как у него меньше коэффициент насыщения $\kappa_{\text{н}}$.

То, что у этих двигателей выше коэффициент устойчивости, повышает их перегрузочную способность, это позволяет снижать установленную мощность локомотива.

В режимах реостатного и рекуперативного торможения электровозов важные достоинства двигателей с беспазовыми якорями — высокая коммутационная устойчивость, которая обеспечивает их надежную работу, без специальных ограничений.

Из недостатков двигателей с беспазовыми якорями следует отметить увеличение мощности преобразователя для питания обмотки возбуждения и мощности индуктивного шунта.

Глава 25

ПРИМЕРЫ ОСОБЕННОСТЕЙ РАСЧЕТА ДВИГАТЕЛЯ ПУЛЬСИРУЮЩЕГО ТОКА С БЕСПАЗОВЫМ ЯКОРЕМ

§ 25.1. Исходные данные. Главные размеры и обмотка якоря двигателя

Ниже приведены элементы расчета двигателя с беспазовым якорем НБ-504А, выполненные по тем же исходным данным, что и у двигателя НБ-418К6 с якорем обычной конструкции, а именно:

$P_ч = 790$ квт; $U = 950$ В; $2p = 6$; $v_ч = 49{,}5$ кмч/; $v_{max} = 110$ км/ч; $\mu = 88/21$; $D_б = 1{,}25$ м.

Для обеспечения максимальной унификации двигателя НБ-504А с базовым НБ-418К6 сохранены общими: петлевая обмотка с $2a = 2p = 6$, число катушек якоря $Z = 87$; $u_к = 4$; $K = 348$; $D_к = 520$ мм; $N = 696$.

Согласно формуле (2.1) частота вращения двигателя в часовом режиме: $n = (5{,}3 \cdot 4{,}19 \cdot 49{,}5 \cdot 10^3)/1{,}25 = 880$ об/мин. Вращающий момент (1.22) $M_ч = 974\ (790/880) = 875$ кгс · м. Часовой ток двигателя (2.38) $I_ч = (790 \times 10^3)/(0{,}94 \cdot 950) = 885$ А.

По опытным данным коэффициент вентиляции для выбранного электродвигателя НБ-504А $\kappa_в = 0{,}955$. Тогда по (2.39) ток в продолжительном режиме $I_\infty = 0{,}955 \cdot 885 = 840$ А.

Диаметр D_a сердечника якоря в общем случае выбирают с учетом тех же требований, что и для зубчатых якорей (см. § 6.3), а также из условий обеспечения минимальных суммарных потерь в меди обмотки якоря (см. § 21.4).

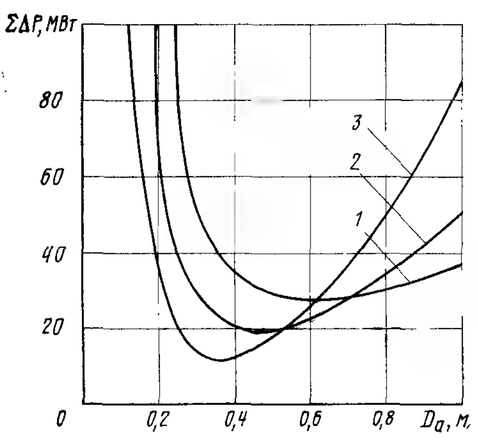


Рис. 5.22

На рис. 5.22 показаны кривые изменения потерь $\Sigma\Delta P\ (D_a)$ при $h_М = \text{const}$ для рассматриваемого двигателя, построенные по [52]. Здесь кривая 1 — при $h_М = 5{,}5$ мм; 2 — при $h_М = 11$ мм и 3 — при $h_М = 22$ мм. Из него видно, что при различных значениях $h_М$ и при $D_a = \text{const}$ потери изменяются довольно значительно. Для нашего варианта по условиям унификации наиболее подходит проводник с $h_М = 5{,}5$ мм, для него потери $\Sigma\Delta P$ минимальны при $D_a = 0{,}65$ м.

Ток в параллельной ветви обмотки (2.41) 885/6 = 147,5 А.

Учитывая тепловые преимущества беспазового якоря, указанные в § 24,2, повысим плотность тока в ней (сравнительно с зубчатым якорем) с 6,15 примерно до 7 А/мм². Сечение эффективного проводника обмотки якоря (2.50) $q_a = 147{,}5/7 = 21{,}09$ мм². Для снижения добавочных потерь примем эффективный проводник состоящим из четырех стандартных элементарных проводников с $h_М = 5{,}5$ мм и $b_М = 1$ мм. При этом $f_x = 2$ и $f_y = 2$. Тогда окончательно $q_a = 21{,}16$ мм² и $j_a = 6{,}98$ А/мм². Применим провод марки ПЭТВСД с толщиной изоляции 0,27 мм.

Используя данные табл. 5.1, рис. 5.3 и выражения (5.4), определим размеры катушки якоря в активной части (см. рис. 5.3, *б*):

Ширина:		
медь изолированная	1,27×8=10,16	мм
изоляция полупакета	0,09×1×2×2=0,36	»
корпусная изоляция для пакета катушки	0,09×2×2×2=0,72	»
покровная изоляция	0,1×1×1×2=0,2	»
	$b_к$ 11,44	мм
Высота:		
медь изолированная	5,77×2=11,54	мм
изоляция полупакетов	0,09×2×2×2=0,72	»
корпусная изоляция	0,09×2×2×2=0,072	»
покровная изоляция	0,1×1×1×2=0,2	»
	$h_к$=13,18	мм

Задавшись зазором между сторонами катушек при укладке их на сердечник якоря не менее $e = 0{,}02$ мм и взяв из табл. 5.1 $b_1 = 0{,}36$ мм, находим диаметр якоря (5.3):

$$D_a = \frac{2 \cdot 87\,(11{,}44 + 0{,}02)}{\pi} - 2 \cdot 0{,}36 \approx 633 \text{мм}.$$

Высота обмоточного слоя (5.6)
$h_п = 13{,}18 + 0{,}36 + 3{,}15 = 16{,}69$ мм,
а площадь его сечения (5.7)

$$S_{оп} = 3{,}14[(633 + 2 \cdot 16{,}69)^2 - 633^2]/4 = 34\,048 \text{ мм}^2.$$

Площадь, занимаемая медью (5.8),

$$S_{мп} = 696 \cdot 21{,}16 = 14\,727 \text{ мм}^2.$$

Коэффициент заполнения

$$\kappa_{зп} = 14\,727/34\,048 = 0{,}43.$$

Длина сердечника якоря сохранена, как и в двигателе НБ-418К6, $l_a = 385$ мм. При этом с учетом фасок C_2 (см. рис. 5.4) длина сердечника якоря для расчета магнитной цепи должна быть взята равной

$$l_a = [385 + (385 - 2 \cdot 15)]/2 = 370 \text{ мм}.$$

Наружный диаметр якоря по стеклобандажам (см. рис. 5.2)

$$D_б = 633 + 2 \cdot 16{,}69 = 666{,}38 \text{ мм}.$$

С учетом того, что в нашем двигателе зазор между главными полюсами и стеклобандажами $\delta_0' = 1{,}81$ мм, по формуле (5.26) определим немагнитный слой двигателя

$$\delta_0 = 16{,}69 + 1{,}81 = 18{,}5 \text{ мм}.$$

Диаметр расточки главных полюсов

$$D_{пн} = 633 + 2 \cdot 18{,}5 = 670 \text{ мм}.$$

Эквивалентный (расчетный) диаметр (5.13)

$$D_э = (670 - 633)/\ln(670/633) = 658 \text{ мм}.$$

Полюсное деление на эквивалентном диаметре

$$\tau_э = (3{,}14 \cdot 658)/6 = 344 \text{ мм}.$$

Окончательную оценку правильности выбора размеров обмоточной меди якоря производят по критерию тепловой загрузки якоря (5.23) или (5.24) с учетом рекомендаций, данных в § 21.5. Для нашего примера

$$K_t = 6{,}93\cdot10^6\cdot49\,500 + \frac{950^2\cdot3^2\cdot0{,}011\,(38\cdot10^6)^2}{3\cdot696\cdot0{,}344^2\cdot0{,}865}\times$$

$$\times\left[\frac{4{,}18\cdot0{,}002^3}{2^2\cdot0{,}385} + \frac{6{,}27\,(2\cdot2-2)^2\,(0{,}001+0{,}00027)^2\,0{,}001}{0{,}865}\right] =$$

$$= 4630{,}55\cdot10^8 \text{ А}^2/\text{м}^3,$$

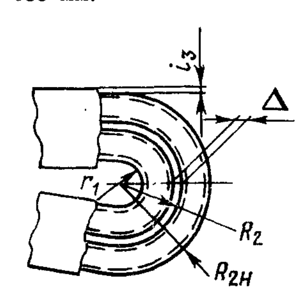
т. е. соответствует рекомендуемым значениям.

Длину якоря выбирают, увязывая ее с выполнимостью обмотки как на сердечнике, так и в лобовых частях при минимально возможной их длине. Для этого необходим геометрический расчет катушки якоря.

Если учесть, что внутренний радиус головки $r_1 = 4$ мм, между проводниками предусмотрены зазоры по меди $\Delta = 1$ мм и высота изолированного проводника $h_м = 5{,}77$ мм, а толщина изоляции головки $i_з = 0{,}09 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 1 + 0{,}1 \cdot 1 \cdot 1 = 0{,}46$ мм, то показанные на рис. 5.23 радиусы равны: $R_2 = 10{,}77$ мм, $R_{2н} = 16{,}54$ мм, а высота головки $h_г = 34$ мм.

Исходным при расчете является диаметр $D_1 = 594$ мм. Тогда с учетом $h_к \approx 13{,}2$ мм, рекомендаций табл. 5.1 и данных рис. 5.3, *б* остальные расчетные диаметры будут:

$D_2 = 594 + 13{,}2 - 2 \cdot 0{,}64 = 605{,}92$ мм; $D_4 = 605{,}92 + 2(13{,}2 + 1) = 634{,}32$ мм; $D_5 = 594 + 2(13{,}2 + 1) = 622{,}4$ мм; $D_0 = 634{,}32 - 13{,}2 + 2 \cdot 0{,}64 - 2\cdot4 - 34 + 2 \cdot 0{,}46 = 581{,}32$ мм; $D_3 = 0{,}5\,[581{,}32 + (16{,}54 - 4) + 605{,}92] = 599{,}89$ мм; $D_6 = 633 + 2(0{,}36 + 0{,}64) = 635$ мм.



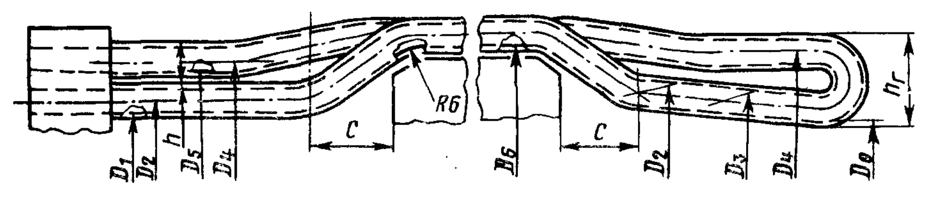


Рис. 5.23

Расчетная ширина пакета по лобовым частям

$$b_р = b_{кл} + e_2 = 11{,}08 + 0{,}4 = 11{,}48 \text{ мм},$$

где $e_2 = 0{,}4$ — зазор на укладку по лобовым частям.

Углы наклона лобовых частей (индекс 1 — для верхнего пакета, 2 — для нижнего)

$$\sin\alpha_1 = \frac{b_р Z}{\pi D_5} = \frac{11{,}48\cdot87}{3{,}14\cdot622{,}4} = 0{,}51104; \quad \cos\alpha_1 = 0{,}85955;$$

$$\alpha_1 = 30°\,44'; \quad \sin\alpha_2 = b_р\,Z/(\pi D_0) = 11{,}48\cdot87/(3{,}14\cdot581{,}32) = 0{,}54716; \quad \cos\alpha_2 = 0{,}83708;$$

$$\alpha_2 = 33°\,10'.$$

Коэффициент смещения оси головки

$$\mu = \frac{\cos\alpha_1\,\mu_0 - \cos\alpha_2\,\mu_0}{\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2} = \frac{0{,}85\cdot955\cdot0{,}5 - 0{,}83708\cdot0{,}5}{0{,}85955 + 0{,}83708} = 0{,}0066,$$

где $\mu_0 = 0{,}5$.

Рис. 5.24

Смещение головки

$$a = \mu\pi\,\frac{y_z}{Z} = 0{,}0066\cdot3{,}14\,\frac{14{,}5}{87}\,581{,}32 = 2{,}038.$$

Коэффициенты длины проекций наклонных участков

$$\mu_1 = \mu_0 + \mu = 0{,}5 + 0{,}0066 = 0{,}5066; \quad \mu_2 = \mu_0 - \mu = 0{,}5 - 0{,}0066 = 0{,}4934.$$

Расчет задней лобовой части (рис. 5.24):

$$A_1 = \mu_1\,\pi\,\frac{y_z}{Z}\cdot D_4 = 0{,}5066\cdot3{,}14\,\frac{14{,}5}{87}\,634{,}32 = 168{,}2 \text{ мм};$$

$$A_2 = \mu_2\,\pi\,\frac{y_z}{Z}\cdot D_3 = 0{,}4934\cdot3{,}14\,\frac{14{,}5}{87}\,599{,}89 = 154{,}9 \text{ мм};$$

$$H_0 = \mu_2\,\frac{b_р\,y_z}{\cos\alpha_2} = 0{,}4934\,\frac{11{,}48\cdot14{,}5}{0{,}83708} = 98 \text{ мм}; \quad S_1 = \sqrt{A_1^2 + H_0^2} =$$

$$= \sqrt{168{,}2^2 + 98^2} = 195 \text{ мм}; \quad S_2 = \sqrt{A_2^2 + H_0^2} = \sqrt{154{,}9^2 + 98^2} = 183{,}5 \text{ мм};$$

$$X = \left(r + \frac{n_x A_x}{2}\right)\operatorname{tg}\frac{90° - \alpha_1}{2} = \left(6 + \frac{8\cdot1{,}27}{2}\right)0{,}56885 = 6{,}3 \text{ мм};$$

$$X_1 = \left(r' + \frac{n_x A_x}{2} + 0{,}09\cdot4\right)\operatorname{tg}\frac{90° - \alpha_1}{2} = \left(5 + \frac{8\cdot1{,}27}{2} + 0{,}36\right)0{,}56885 = 5{,}95 \text{ мм}.$$

$C = 26$ мм, принят конструктивно в зависимости от напряжения на коллекторе и размеров поперечного сечения катушки.

$$E = C + X = 26 + 6{,}3 = 32{,}3 = 32 \text{ мм}; \quad M = l_a + 2E = 385 + 2 \cdot 32 = 449 \text{ мм}; \quad F_0 = X_1 + (R_{2н} - 0{,}5r_1) + i_з = 5{,}95 + (16{,}54 - 0{,}5 \cdot 4) + 0{,}46 = 20{,}95 \approx 21 \text{ мм}; \quad N = F_0 + H_0 = 21 + 98 = 119 \text{ мм};$$

$$Л = E + N = 32 + 119 = 151 \text{ мм}.$$

Развернутая длина вылета (C_1 и C_2 берутся по выяснению)

$$L = S_1 + S_2 + \pi\left(\frac{r_1 + R_{2н}}{2}\right) + 2X + 2X_1 + C_1 + C_2 - r_1 = 195 + 183{,}5 + 3{,}14(4 + 16{,}54)/2 + 2 \cdot 6{,}3 + 2 \cdot 5{,}95 + 36 + 26 - 4 = 493{,}3 \text{ мм}.$$

Расчет передней лобовой части

$$y'_z = y_z - y_к \frac{Z_к}{K} = 14{,}5 - 1 \cdot 87/348 = 14{,}25; \quad H'_0 = \mu_0 \frac{b_р\, y'_z}{\cos\alpha_з} = (0{,}5 \cdot 11{,}48 \cdot 14{,}25)/0{,}8444 = 96{,}867 = 97;$$

$$\sin\alpha_з = (b_р\, Z/\pi D_1) = 11{,}48 \cdot 87/3{,}14 \cdot 594 = 0{,}5355;$$

$$\cos\alpha_з = 0{,}8444;$$

$$\alpha_з = 32°\,23'.$$

Размер $G = 11$ мм — принят конструктивно;

$$N_1 = G + H'_0 + X = 11 + 97 + 6{,}3 = 114{,}3 \approx 114 \text{ мм};$$

$$Л' = H + N_1 = 32 + 114 = 146 \text{ мм};$$

$$A'_1 = \mu_0 \pi \frac{y'_z}{Z} D_4 = 0{,}5 \cdot 3{,}14\,(14{,}25/87)\,634{,}32 = 163{,}1 \text{ мм};$$

$$A'_2 = \mu_0 \pi \frac{y'_z}{Z} D_2 = 0{,}5 \cdot 3{,}14\,(14{,}25/87)\,605{,}92 = 155{,}8 \text{ мм};$$

$$t_2 = (\pi D_2)/K = (3{,}14 \cdot 605{,}92)/348 = 5{,}467 = 5{,}5 \text{ мм};$$

$$t_4 = (\pi D_4)/K = (3{,}14 \cdot 634{,}32)/348 = 5{,}723 = 5{,}7 \text{ мм};$$

$$S'_1 = \sqrt{(A'_1)^2 + (H'_0)^2} = \sqrt{163{,}1^2 + 97^2} = 190 \text{ мм};$$

$$S'_2 = \sqrt{(A'_2)^2 + (H'_0)^2} = \sqrt{155{,}8^2 + 97^2} = 183{,}7 \text{ мм}.$$

Развернутая длина вылета

$$L' = S'_1 + S'_2 + 2G + 20 + 4X + C_1 + C_2 = 190 + 183{,}5 + 2 \cdot 11 + 4 \cdot 6{,}3 + 36 + 26 = 482{,}7 \text{ мм};$$

$$F = G + P + Q + X = 11 + 20 + 7 + 6{,}3 = 44{,}3 \text{ мм}.$$

Развернутая длина секции

$$L_с = 2l_a + L + 2(P + Q) + L' = 2 \cdot 385 + 493{,}3 + 482{,}7 + 2\,(20 + 7) = 1800 \text{ мм}.$$

Масса катушки

$$m_к = L_с\, b_м\, h_м u_к\, f_x\, f_y \cdot 8{,}9 \cdot 1{,}06 \cdot 10^{-6} = 1800 \cdot 1 \cdot 5{,}5 \cdot 4 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 8{,}9 \cdot 1{,}06 \cdot 10^{-6} = 1{,}495 \text{ кг}.$$

Масса изоляции катушки принята равной 6% от массы меди катушки,

§ 25.2. Расчет магнитной цепи, коммутации и потенциальных условий

Расчет магнитной цепи. При составлении эскиза магнитной цепи (см. рис. 5.8) следует учитывать рекомендации, данные в § 22.1.

Расчетная длина сердечника главного полюса должна быть короче сердечника якоря на $(1{,}5 \div 2)\delta_0$. В нашем двигателе при $l_a = 385$ мм $l_m = 345$ мм. Магнитный поток двигателя (2.52)

$$\Phi = (0{,}96 \cdot 950 \cdot 60 \cdot 3)/(880 \cdot 696 \cdot 3) = 0{,}0885 \text{ Вб}.$$

Окончательные результаты расчета магнитной цепи приведены в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Участок	Сечение	S, м²	l, м	B, Т	H, А/м	F_0, А
Сердечник якоря	$0{,}94\ l_a(D_a - D_i - 1{,}33n_к\, d_к) = 0{,}94 \cdot 0{,}37(0{,}633 - 0{,}315 - 1{,}33 \cdot 2 \cdot 0{,}03)$	0,0827	0,153	1,07	670	102
Немагнитный слой	$\alpha_\delta \tau_э l_a = 0{,}71 \cdot 0{,}344 \cdot 0{,}37$ ($F_\delta = 0{,}8 \cdot B_\delta\ \delta = 0{,}8 \cdot 0{,}98 \times 0{,}0185$	0,0902	0,0185	0,98	—	14500
Сердечник полюса	$b_m\, l_m\, к_з\, к_{ск.р} = 0{,}21 \cdot 0{,}345 \times 0{,}94 \cdot 0{,}975$	0,0665	0,122	1,6	4700	573
Выход	$2b_j L_j = 2 \cdot 0{,}0675 \cdot 0{,}58$	0,0783	0,15	1,36	1760	264
Остов	$2b_j(b_m + l_m) - 2 \cdot 0{,}0675(0{,}21 + 0{,}345)$	0,075	0,105	1,415	2050	215
						15654А

С учетом компенсации размагничивающего действия реакции якоря $F_в = 1{,}025\ F_0 = 16\,050$ А. Тогда число витков на полюс (2.253)

$$w_в = 16\,050/(885 \cdot 0{,}96) = 19.$$

Согласно (5.45) и (5.46) коэффициент насыщения получим

$$к_н = 16\,050/14\,500 = 1{,}105$$

и коэффициент устойчивости при $\beta = 0{,}96$ по (1.54)

$$к_у = (102 + 14\,500)/(0{,}71 \cdot 8550) = 2{,}41.$$

При ослабленном возбуждении ($\beta = 0{,}5$)

$$к_{уо} = 2{,}41(0{,}5/0{,}96) = 1{,}26.$$

Коэффициент использования мощности (1.50)

$$к_и = (0{,}96 \cdot 49{,}5)/(0{,}5 \cdot 110 \cdot 1{,}105) = 0{,}78.$$

По характеристике опытных двигателей $к_и = 0{,}83$. Из опытной характеристики частоты вращения было получено

$$\alpha_\delta = (0{,}8 \cdot 0{,}0885 \cdot 0{,}0185)/(14500 \cdot 0{,}344 \cdot 0{,}37) = 0{,}71.$$

Полюсное деление, отнесенное к $D_{пн}$,

$$\tau_{пн} = (3{,}14 \cdot 0{,}67)/6 = 0{,}3505 \text{ м}.$$

Геометрическая полюсная дуга из рис. 5.8 $b_г = 241$ мм. Тогда геометрический коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_г = b_г/\tau_{пн} = 0{,}688$.

Расчет коммутации. При расчете коммутации и добавочных полюсов исходим из того, что ширина щетки, коллекторное деление, щеточное перекрытие и н. с. якоря соответственно равны:

$$b_{щ} = 25 \text{ мм}; t_{к} = 4{,}7 \text{ мм}; \gamma = 5{,}32 \text{ и } F_{aq} = 8550 \text{ А},$$

а первый зазор в соответствии с (5.64) $\delta_{д} = 20{,}55$ мм.

Ширина зоны коммутации (5.30)

$$b_{зк} = (4-1+0+5{,}32)\,5{,}94-(4-1)\,2{,}97+2=42{,}6 \text{ мм}.$$

Отношение (1.18)

$$b_{зк}/[\tau_{э}(1-\alpha_{\delta})] = 0{,}0426/[0{,}344(1-0{,}71)] = 0{,}427.$$

Используя формулы (5.65) — (5.70), определяем проводимости:

$$\lambda_1 = (1\cdot 4\pi\cdot 10^{-7}\cdot 2\cdot 10^{-3})/(12\cdot 0{,}0205) = 0{,}102\cdot 10^{-7} \text{ Г/м};$$

$$\lambda_2 = 4\pi\cdot 10^{-7}(0{,}031-0{,}002)/(4\cdot 0{,}02055) = 4{,}425\cdot 10^{-7} \text{ Г/м};$$

$$\lambda_3 = 4\cdot 10^{-7}\ln[1+\pi(0{,}0426-0{,}031)/(4\cdot 0{,}02055)] = 1{,}465\cdot 10^{-7} \text{ Г/м};$$

$$\lambda_4 = 0{,}37\cdot 4\pi\cdot 10^{-7}(0{,}48/0{,}385)\lg[1+(\pi\cdot 0{,}344/8\cdot 0{,}011) = 6{,}52\cdot 10^{-7} \text{ Г/м};$$

$$\Sigma\lambda = (0{,}102+4{,}425+1{,}465+6{,}52)\,10^{-7} = 12{,}512\cdot 10^{-7} \text{ Г/м}.$$

Реактивная э. д. с. (5.71)

$$e_r = (8\cdot 147{,}5\cdot 1^2\cdot 12\cdot 512\cdot 10^{-7}\cdot 0{,}385\cdot 30{,}3)/0{,}0426 = 1{,}62 \text{ В}.$$

Индукция в первом воздушном зазоре (5.77)

$$B_{к} = 1{,}62/(2\cdot 1\cdot 0{,}385\cdot 30{,}3) = 0{,}0695 \text{ Т},$$

Магнитное напряжение (5.78)

$$F_{\delta_{д}} = 0{,}8\cdot 10^{6}\cdot 0{,}0695\cdot 0{,}02055\cdot 1{,}03 = 1180 \text{ А}.$$

Коэффициент рассеяния добавочного полюса (5.79)

$$\sigma_{д} = 1+\{[(9730:0{,}0695\,(0{,}031+1{,}5\cdot 0{,}02055)]\,(0{,}103:0{,}042)\times$$
$$\times[(0{,}035+0{,}038):(2\cdot 0{,}385)]\} = 6{,}5.$$

Индукция в сердечнике добавочного полюса (5.80)

$$B_{mд} = 0{,}0695\cdot 6{,}5[(0{,}031+1{,}5\cdot 0{,}02055):(0{,}050-0{,}014)\,(0{,}385:0{,}038)] = 0{,}786 \text{ Т}.$$

Магнитное напряжение второго воздушного зазора с учетом магнитных болтов [15]

$$F'_{\delta j} = 0{,}084\cdot 0{,}786\cdot 0{,}005\,[0{,}05:(0{,}05+3\cdot 0{,}05)] - (0{,}4\cdot 3\cdot 0{,}02^2\times$$
$$\times 2500):(0{,}38\cdot 15{,}5) = 2336 \text{ А},$$

где $15{,}5 = 1{,}19\,(0{,}05+3\cdot 0{,}005)/0{,}005$ — проводимость второго зазора на единицу длины полюса.

Полная н. с. добавочного полюса (5.82)

$$F_{д} = 1180+8550+2336 = 12\,066 \text{ А}.$$

Следовательно,

$$w_{д} = 12\,066/885 = 13{,}7.$$

Так как принято $w_{д} = 13$, то

$$F_{д} = 885\cdot 13 = 11\,505 \text{ А}.$$

Таблица 5.4

Равномерный зазор			Расходящийся зазор			
a, мм	$x=\frac{a}{\tau/2}$	e_x, В	a, мм	$x=\frac{a}{\tau/2}$	δ_x, мм	e_x, В
20	0,114	26,7	20	0,114	18,5	26,7
40	0,229	29,6	40	0,229	18,5	29,6
60	0,343	32,6	60	0,343	18,5	32,6
80	0,457	35,4	80	0,457	19	34,6
100	0,572	38,3	100	0,579	21	33,8
120	0,685	41,2	120	0,685	24	31,8

Расчет переменных составляющих потоков главного и добавочного полюсов и э. д. с. в коммутируемых секциях выполняют способом, изложенным в главе 19. Здесь приводим лишь конечные значения небалансной э. д. с.:

Показатель	Вектор на рис. 5.25: 1(1')	2(2')	3(3')	4	5
$x_{L(ш)}/x_{L(в)}$	1*/1	0,5/0,6	0,3/0,3	0,2	0,1
E, В	0,606/0,91	0,502/0,74	0,37/0,45	0,252	0,197

* В числителе — для $\beta_{н} = 0{,}96$, в знаменателе — для $\beta_{н} = 0{,}98$.

Из этих данных и рис. 5.25 следует, что наименьшая небалансная э. д. с. на пульсирующем токе получается при $\beta = 0{,}96$ и $X_{L(ш)}/X_{L(в)} = 0{,}1 \div 0{,}2$ (см. векторы *4* и *5* на рис. 5.25).

Рекомендация, допускающая для тяговых электродвигателей с зубчатым якорем небалансную э. д. с. на пульсирующем токе в пределах 0,7 — 0,8 В, позволяет полагать, что тяговые электродвигатели с беспазовыми якорями при таких небалансных э. д. с. будут находиться в значительно лучших условиях, так как им свойственна намного лучшая коммутация сравнительно с обычными тяговыми электродвигателями.

Расчет максимальных межламельных напряжений. Максимальные напряжения определим для точек, находящихся от оси главного полюса на различном расстоянии a в пределах половины полюсного деления, отнесенного к диаметру $D_{пн}$ как для равномерного зазора под главным полюсом, так и для расходящегося.

Результаты расчета сведены в табл. 5.4.

Среднее напряжение на 1 пог. см

$$\varepsilon_{к.\,ср} = (950\cdot 6)/(3.14\cdot 52) = 35 \text{ В/см}.$$

Максимальное напряжение на 1 пог. см

$$\varepsilon_{к\,max} = (950\cdot 6)/(3{,}14\cdot 52\cdot 0{,}47) = 74{,}5 \text{ В/см}.$$

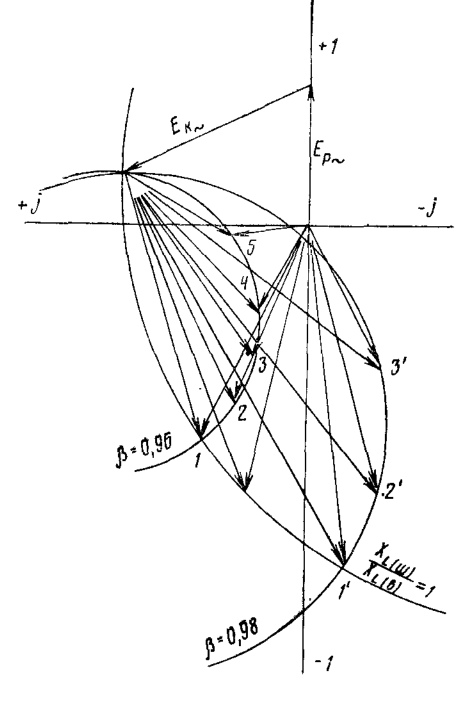


Рис. 5.25

§ 25.3. Расчет потерь мощности, превышения температуры и оценка рабочих характеристик

Расчет коммутационных потерь выполним по (5.83)—(5.86):

$$m = (696 \cdot 2)/(4 \cdot 3) = 116;$$

$$\xi = 0,001 \sqrt{\frac{0,0055 \cdot 2}{0,02055} \cdot \frac{281,5 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,8 \cdot 10^{7}}{2}} = 0,0598;$$

$$\mu_{п} = 1 + 0,425 \cdot 116^{2} \cdot 0,0598^{2} \cdot 0,0029 = 1,059;$$

$$e = \frac{0,865 - 0,385}{0,385} = 1,31; \quad \kappa_{ф} = \frac{1,059 + 1,31}{1 + 1,31} = 1,025;$$

$$\Delta P_{к} = 0,816\,(1,025 - 1)\,840^{2} \cdot 0,0139 t_{r} = 200 t_{r} \text{ Вт}.$$

Рассчитаем потери в меди обмотки якоря от вихревых токов, обусловленных нормальной составляющей магнитной индукции B_{δ} в немагнитном слое, по формулам (5.89) — (5.91):

$$b_{э} = [(1 - 0,7 \cdot 0,71)\,(0,344 - 0,0426)]/2 = 0,0647 \text{ м};$$

$$\kappa_{эх} = \sqrt{31,4^{2}/(3,14^{2} \cdot 0,0647 \cdot 0,344 \cdot 44,8^{2}} = 1,51;$$

$$\kappa_{э} = 1,51 + (0,65 \cdot 0,71 \cdot 8100)/15\,300 = 1,755;$$

$$\Delta P_{н} = \frac{1}{2^{2}} \cdot \frac{3,14^{2}}{6}\, 696 \cdot 0,0055 \cdot 2\,(0,001 \cdot 2)^{3}\, \frac{5,7 \cdot 10^{7}}{t_{r}} \times$$

$$\times (1,755 \cdot 0,934)^{2}\, 44,8^{2} \cdot 0,385 = 2920/t_{r} \text{ Вт}.$$

Потери в меди обмотки якоря от вихревых токов от тангенциальной составляющей магнитного поля по (5.92)—(5.96) равны:

$$B_{тм} = 0,27 \cdot 0,934 = 0,252 \text{ Т}; \quad C = 1/3\,\{1 + [0,0012 : (2 \cdot 0,0055)] -$$

$$- 0,0012^{3} : [2 \cdot 0,0055\,(2 \cdot 0,0055 + 0,0012)^{2}]\} = 0,369;$$

$$\Delta P_{т.\,ср} = \frac{1}{96} \cdot \frac{5,7 \cdot 10^{7}}{t_{r}}\, 0,385\,(2 \cdot 0,0055)^{3}\, 2 \cdot 0,001 \cdot 0,369 \times$$

$$\times \left(\frac{3,14}{0,0647}\, 0,252\right)^{2} 31,4^{2} \cdot 0,94 = 30,9/t_{r} \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{т} = (1 : 2^{2})\, 696\,(30,9 : t_{r})\,(2 \cdot 0,647)/0,344 = 2020/t_{r} \text{ Вт}.$$

Потери в меди якоря от контурных токов (5.98)

$$\Delta P_{кт} = 2 \cdot 0,934^{2}\,(0,001 + 0,00027)^{2}\, 348 \cdot 0,385 \cdot 31,4^{2} \cdot 5,7 \cdot 10^{7} \cdot 2 \times$$

$$\times 0,0055 \cdot 0,001]/(0,865 \cdot 0,647 \cdot 0,344 \cdot t_{r}) = 4690/t_{r} \text{ Вт}.$$

Тепловой расчет выполним по формулам (5.99) — (5.105). При этом без расчета примем:

$$\Delta P_{м} = 10\,000 t_{r} + (9700/t_{r}) \text{ Вт}; \quad \Delta P_{с} = 2560 \text{ Вт}; \quad v_{вэ} = 43,2 \text{ м/с}.$$

$\alpha = 139$ Вт/(°С·м²) взята из рис. (3.6).

Тогда

$$\lambda_{\Sigma} = 1/(0,000775/0,255 + 0,00315/0,44) = 94 \text{ Вт/(°С·м}^{2}),$$

$$\alpha_{эф} = (139 \cdot 94)/(139 + 94) = 56 \text{ Вт/(°С·м}^{2});$$

$$\lambda_{с} = 0,225/0,00113 = 199 \text{ Вт/(°С·м}^{2});$$

$$\theta'_{м} = \{[(10\,000 t_{r} + (9700/t_{r})\,(44 \cdot 139 \cdot 0,003)/(2 \cdot 199 \cdot 0,633) + 1] + 2560\}:$$

$$: \{[(139/2)\,(44 \cdot 3,14 \cdot 0,03 \cdot 0,385)\,(56 \cdot 0,666) : (139 \cdot 0,633)] +$$

$$+ (139 \cdot 0,666 \cdot 0,2815 + 1) + [3,14 \cdot 0,666\,(56 \cdot 0,385) + 139 \cdot 0,2815)\,0,92]\} =$$

$$= 48,2 t_{r} + 46,7/t_{r} + 7,15° \text{ С};$$

$$\theta_{м} = 48,2 t_{r} + 46,7/t_{r} + 7,15 + 12,5 = 48,2 t_{r}\,(46,7/t_{r}) + 19,65° \text{ С}.$$

Используя систему уравнений (5.105), получим

$$\theta_{м} = 48,2\,[1 + 0,004\,(\theta_{м} + 5)] + \frac{46,7}{1 + 0,004\,(\theta_{м} + 5)} + 19,65 = 124,5° \text{ С}.$$

Опытные превышения температуры якорей, полученные при испытаниях, составляют 118° С.

РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЯХ И МЕТОДЫ ИХ РАСЧЕТА[1]

Глава 26

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

§ 26.1. Предварительные замечания

Работа тяговых двигателей в эксплуатации протекает в условиях многочисленных, непрерывно сменяющих друг друга нестационарных режимов. Особенно это касается электровозов переменного тока.

При переходе от одного установившегося состояния к другому в электрических цепях и вращающихся массах энергия запасается или рассеивается. Если допустить, что энергия W магнитного поля в индуктивности и энергия электрического поля в емкости во время переходного процесса могут изменяться мгновенно (скачкообразно), то это означало бы, что источник энергии, питающий цепь, должен обладать бесконечно большой мощностью P, так как

$$P = dW/dt.$$

Следовательно, изменение любых установившихся состояний не может быть мгновенным. Начальные условия переходных процессов в электрических установках определяют по законам коммутации. Согласно этим законам ток и магнитный поток на участках с индуктивностью, а напряжение и заряд на участках с емкостью в начальный момент переходного процесса сохраняют те значения, которые они имели до него, и начинают изменяться во время переходного процесса именно с этих значений.

При нестационарных режимах происходит резкое изменение (чаще увеличение) тока якоря двигателя. Рассмотрим уравнение равновесия падений напряжения и э. д. с. в нестационарном режиме двигателя пульсирующего тока применительно к принципиальной схеме включения тяговых двигателей на электровозе ВЛ80 (рис. 6.1)

$$U_2 = \frac{d\psi_р}{dt} + cn\Phi + i_a r_{a+д+ко} + L_{a+д+ко}\frac{di_a}{dt} + i_a r'_в + L'_в \frac{di_a}{dt},$$

где U_2 — выпрямленное напряжение;

$\psi_р$ — потокосцепление сглаживающего реактора;

Φ — полезный поток главных полюсов;

n — частота вращения якоря;

$c = \frac{pN}{60a}$ — постоянная машины;

$cn\Phi$ — противо-э. д. с. якоря;

i_a — мгновенное значение тока двигателя в процессе переходного режима;

$r_{a+д+ко}$ — суммарное активное сопротивление обмоток якоря, добавочных полюсов и компенсационной;

$L_{a+д+ко}$ — суммарная индуктивность обмоток якоря, добавочных полюсов и компенсационной;

$r'_в = r_в$ — активное сопротивление обмотки возбуждения (в случае шунтирования обмотки возбуждения $r'_в$ — эквивалентное активное сопротивление параллельных цепей: обмотка возбуждения — шунт);

$L'_в = L_в^*$ — индуктивность цепи главных полюсов (в случае шунтирования обмотки возбуждения $L'_в$ — эквивалентная индуктивность контура участка цепи: обмотка возбуждения — шунт).

Предварительно отметим, что в общем значении индуктивного сопротивления двигателя основную долю составляет индуктивное сопротивление катушек возбуждения (85—95%). В случае шунтирования обмотки возбуждения чисто активным сопротивлением индуктивное сопротивление участка цепи: обмотка возбуждения — шунт уменьшается почти до нуля, самоиндукция цепи двигателя значительно снижается, определяясь лишь относительно небольшими индуктивностями обмоток якоря, компенсационной и добавочных полюсов.

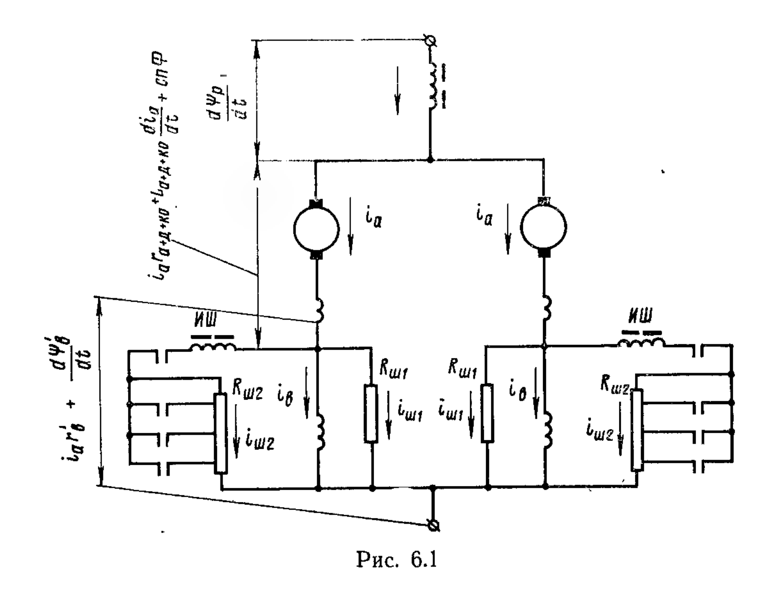


Рис. 6.1

[1] Автор выражает благодарность сотрудникам кафедры «Электрические машины и аппараты» Новочеркасского политехнического института канд. техн. наук доц. П. А. Золотареву и ассистенту Ю. В. Симавскому за техническую помощь при разработке материала данного раздела.

При резком увеличении напряжения на зажимах двигателя нарастание магнитного потока, а следовательно, и э. д. с. якоря задерживается возникающими в магнитопроводе вихревыми токами и равновесие напряжений происходит лишь за счет соответствующего увеличения тока двигателя. Можно отметить, что при потере питания полное затухание магнитного потока происходит в течение 1,5—2,0 с. При шунтировании обмотки возбуждения только активным сопротивлением ток возрастает еще более резко. Объясняют это упомянутым выше уменьшением полной индуктивности двигателя, а главное — еще меньшим нарастанием магнитного потока и противо-э. д. с. якоря, так как ток при этом замыкается в основном по активному шунту, минуя обмотку возбуждения.

Необходимо отметить, что дальнейшее изложение имеет своей целью дать общий метод математического моделирования токовых переходных процессов на аналоговых ЭВМ.

Интересующихся подобными расчетами «вручную» — отсылаем к литературе [3, 15].

§ 26.2. Осложнения, вносимые переходными процессами в работу тяговых двигателей

Все разнообразные токовые нестационарные режимы можно объединить в следующие основные типовые группы: толчки напряжения; восстановление питания; короткие замыкания.

Характерные осциллограммы переходных процессов в тяговом двигателе, пример расчета которого изложен в главе 20, приведены на рис. 6.2 (*а* — восстановление питания; *б* — толчок напряжения 20%; *в* — короткое замыкание на зажимах выпрямителя).

Здесь i_a — ток якоря;

Ф — магнитный поток главных полюсов;

$Ф_к$ — магнитный поток добавочных полюсов в зоне коммутации.

За базовые приняты данные допереходного режима, соответствующие работе машины с близкой к максимальной частотой вращения $n = 1600$ об/мин при минимальной степени возбуждения $\beta_{min} = 0{,}27$; $I_a = 760$ А; $U = 1000$ В; $\beta_н = 0{,}98$ и $\psi_ш = 0{,}27\psi_в$.

В соответствии с броском тока также резко увеличивается поперечная н.с. якоря (сердечник якоря расслоен и вихревые токи в нем проявляются слабо). Это приводит к резкому увеличению в коммутируемых секциях э. д. с. того же знака, как и реактивная. Изменение же потока добавочных полюсов всегда отстает от изменения тока в якоре (особенно, если остов и сердечники добавочных полюсов выполнены массивными). В результате имеет место сильно замедленная коммутация, сопровождающаяся интенсивным искрением.

Увеличение поперечной н. с. якоря приводит, кроме того, к деформации коллекторной кривой, увеличивая межламельные напряжения в зоне сбегающего края щетки, что совместно с интенсивным искрением предопределяет возможность возникновения кругового огня. Исследования показали, что даже при различных по характеру нестационарных режимах наибольшие межламельные напряжения возникают в момент достижения током якоря своего максимального значения.

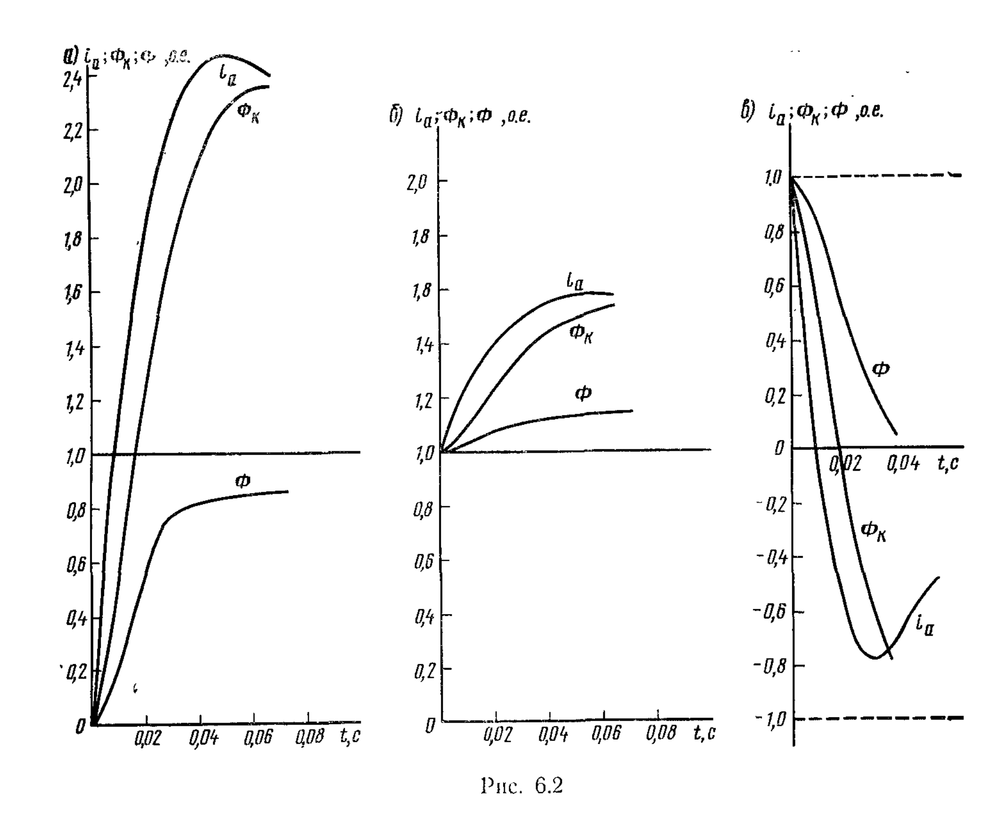


Рис. 6.2

Рассмотрим в качестве примера широко распространенный случай толчка напряжения. Если при этом двигатель работает с ослабленным возбуждением, имея только активное сопротивление в шунтирующей цепи, то при толчке напряжения н.с. возбуждения $F_в$ практически не успевает измениться, так как основная часть тока якоря замыкается по шунту. Если бросок тока якоря достигнет, например, двойного значения, то соответственно кратности тока вдвое возрастет н. с. якоря F_{aq} и вдвое уменьшится коэффициент устойчивости $к_у \approx \approx F_в/(\alpha_\delta F_{aq})$.

Если до переходного процесса некомпенсированный двигатель, работая с β_{min} и n_{max} (т. е. будучи практически ненасыщенным), имел $к_у = 0{,}8 \div 1{,}0$, то при двойном броске тока коэффициент устойчивости понизится до $к_у = 0{,}4 \div 0{,}5$.

На рис. 6.3 приведены кривые зависимости степени искажения поля $\xi_м$ от коэффициента устойчивости $к_у$ (кривая *1* — при равномерном воздушном зазоре, кривая *2* — при эксцентричном). Указанное уменьшение $к_у$ приведет к увеличению $\xi_м$ с 1,5 до 1,9, т. е. если максимальное межламельное напряжение было $e_{max} = 40$ В, то оно увели-

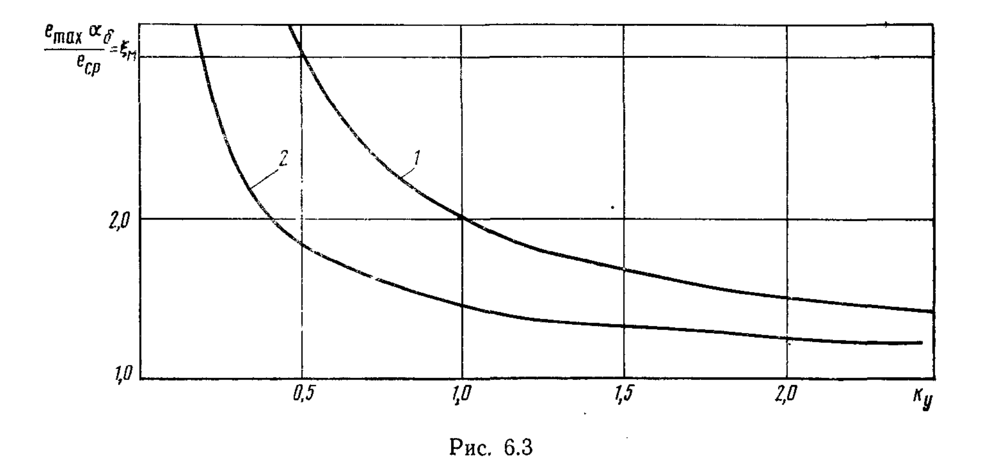


Рис. 6.3

чится до $e_{max}=40\cdot\frac{1,9}{1,5}=51$ В. Опасен для двигателя и режим короткого замыкания. Этот режим и родственные с ним особенно распространены на электровозах переменного тока с выпрямителями. Ток короткого замыкания может во много раз превзойти установившееся значение. Объясняется это следующим. При коротком замыкании напряжение на зажимах двигателя падает до $U=0$ и при этом ток I_a, создаваемый э. д. с. машины $E=cn\Phi$, меняет направление на противоположное (см. рис. 6.2, *в*). Э. д. с. машины не может исчезнуть мгновенно, так как из-за быстротечности переходного процесса частота вращения двигателя не успевает измениться, а уменьшению магнитного потока препятствуют либо вихревые токи, либо (при глубоком шунтировании обмотки возбуждения активным сопротивлением) то обстоятельство, что ток, изменив направление, замыкается в основном по шунту, а не по катушкам возбуждения, и главные полюсы не размагничиваются.

Этот генераторный ток, обусловленный противо-э. д. с. якоря, может во много раз превзойти установившееся значение и, как и при восстановлении питания, также привести к круговому огню на коллекторе.

Из сказанного следует, что возникновение тех или иных нестационарных режимов и характер их протекания зависят от схемы силовых цепей электровозов. Относительно частые круговые огни на коллекторе, даже при соблюдении общепринятых критериев коммутационной и потенциальной прочности при установившихся режимах, говорят о том, что рассматривать работу тяговых двигателей в отрыве от цепей, в которых они работают, нельзя из-за возможных неблагоприятных переходных процессов.

Глава 27

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКОВЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ НА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИНАХ

§ 27.1. Предварительные замечания

Расчетам переходных процессов в электрических машинах посвящено много работ [15, 57—68]. Известные трудности выполнения этих расчетов обусловлены тем, что на характер протекания переходных процессов оказывает влияние весьма большое число факторов. В первую очередь к ним относят следующие: насыщение магнитной цепи главных и добавочных полюсов; вихревые токи в массивных частях магнитной цепи; непостоянство коэффициентов рассеяния главных полюсов; реакцию якоря вообще и коммутационную в частности; изменение переходного сопротивления в щеточном контакте; непостоянство сцепления колеса с рельсом и пр. Кроме того, в соответствии с изложенным выше необходимо точно учитывать влияние параметров элементов цепей: сглаживающего реактора, индуктивного шунта, трансформатора и др.

Точный учет всех перечисленных факторов, влияющих на протекание переходных процессов, невозможен и приходится прибегать к определенной идеализации их. Однако и при этом задача сводится к решению достаточно громоздких систем нелинейных уравнений. Необходимость при проектировании двигателей проводить ряд вариантов расчета делает эту работу чрезвычайно сложной и трудоемкой. Поэтому в настоящее время токовые переходные процессы удобнее всего исследовать методом математического моделирования с применением электронных вычислительных машин. При этом можно осуществлять более строгую постановку решения задачи, отказываясь от многих обычно принимаемых допущений, и решать большое число задач и вариантов, рассматривая двигатель не изолированно, а в совокупности с другими элементами силовой схемы, т. е. исследовать процесс в более общем виде.

§ 27.2. Постановка задачи; принятые допущения и методы установления величин, необходимых для расчета

При нестационарных режимах основную долю в значении броска тока двигателя создает постоянная составляющая (чем больше бросок тока, тем меньше относительное значение переменной составляющей), поэтому, чтобы не усложнять схему моделирования, исследование двигателей пульсирующего тока можно выполнять на постоянном токе. Однако при составлении уравнений, описывающих переходный процесс, учитывают, что двигатели имеют постоянное шунтирование обмотки возбуждения активным сопротивлением, а в силовых цепях электрово-

за действуют индуктивности сглаживающего реактора и трансформатора.

Остановимся на учете влияния реакции якоря в переходных режимах. Тяговый двигатель — машина реверсивная, щетки устанавливают на «условной» геометрической нейтрали, поэтому продольную составляющую реакции якоря не учитывают.

При исследовании переходных процессов представляется возможным не считаться и с влиянием на магнитный поток машины поперечной реакции якоря.

Основанием этому служит следующее соображение. При переходном процессе н. с., действующая по оси главных полюсов, является алгебраической суммой н. с. обмотки возбуждения и вихревых токов, которые пропорциональны скорости изменения магнитного потока и противодействуют его изменению. Таким образом, действие реакции якоря в переходном процессе в значительной степени уравновешивается действием вихревых токов.

Можно не считаться и с коммутационными токами, ибо по [66] в тяговых машинах они относительно малы, а, кроме того, их н. с. направлена встречно поперечной н. с. якоря и они в определенной степени взаимно компенсируются.

Говоря о действии реакции якоря следует подчеркнуть, что особенно важно правильно оценивать ее действие в установившихся режимах, когда она проявляется особенно полно. Выполнить это наиболее точно возможно, ведя расчет не по обычной характеристике холостого хода, а по магнитной характеристике, полученной по скоростной характеристике, где действие реакции якоря уже учтено.

Влиянием потока добавочных полюсов на поток главных полюсов можно также пренебречь, так как в одних секторах остова происходит сложение, а в других вычитание этих потоков, а в современных двигателях полный поток добавочных полюсов составляет всего 4—6% потока главных.

Так как на протекание переходных процессов весьма существенно сказываются вихревые токи в магнитопроводе двигателя, то на учете вихревых токов остановимся особенно подробно. В [57, 58] показано, что изменяющийся во времени магнитный поток в нерасслоенном сердечнике выражается бесконечным рядом. В [57—61] при расчете тока в переходных режимах вихревые токи учитывают по кривым затухания Φ (t); эти теоретически весьма строгие, хотя и громоздкие расчеты дают достаточно хорошее совпадение с опытом. В [61] отмечено, однако, что постоянная времени затухания потока сама является функцией времени и можно говорить только о мгновенном значении подкасательной к кривой Φ (t). Поэтому наиболее точными следует считать те методы, в которых математически наиболее полно описывается кривая затухания магнитного потока.

В настоящем изложении использован метод М. З. Жица [66], согласно которому действие вихревых токов с достаточной для практических целей точностью учитывается электропроводностью стали $\lambda_{\text{ст}}$ и ее коэффициентом магнитной индуктивности L_μ, определяемым геометрическими размерами магнитной системы машины. Вихревые токи определяют по удобным для введения в электронную машину двум уравнениям, связывающим н. с. возбуждения главных полюсов с полным магнитным потоком и магнитным потоком первой гармоники:

$$F_{\text{в}} = i_{\text{в}} w_{\text{в}} = 1{,}23\, R_{\mu 1}\Phi_1 + f(\Phi) - R_{\mu 1}\Phi + L_\mu \frac{d\Phi_1}{dt}; \qquad (6.1)$$

$$F_{\text{в}} = i_{\text{в}} w_{\text{в}} = 5{,}29\, R_{\mu 1}(\Phi - \Phi_1) + f(\Phi) - R_{\mu 1}\Phi + 0{,}475\, L_\mu \frac{d}{dt}(\Phi - \Phi_1). \qquad (6.2)$$

Не останавливаясь на подробном выводе и отсылая интересующихся к [63—66], дадим лишь пояснение входящим в эти уравнения величинам: $f(\Phi) = i_\mu w_{\text{в}}$ — обратное изображение магнитной характеристики двигателя, где $i_\mu = i_{\text{в}} - i_{\text{вихр}}$ — намагничивающий ток, $i_{\text{в}}$ и $i_{\text{вихр}}$ — соответственно ток возбуждения и вихревые токи, А; Φ — полный полезный магнитный поток, Вб; Φ_1 — магнитный поток первой гармоники, Вб; $\Phi - \Phi_1$ — магнитный поток высших гармоник, Вб; $1{,}23\, R_{\mu 1}$ и $5{,}29\, R_{\mu 1}$ — магнитные сопротивления соответственно основной волне и высшим гармоникам потока, Γ^{-1};

$$R_{\mu 1} = \frac{F_{\text{в}}}{\Phi_1} \simeq \frac{i_{\text{в}} w_{\text{в}}}{\Phi} \quad (\text{здесь } \Phi_1 \approx \Phi);$$

$0{,}475\, L_\mu$ — магнитная индуктивность высших гармоник, См;

$L_\mu = \frac{b_j L_j \lambda_{\text{ст}}}{16 l_j} + \frac{l_m b_m h_m \lambda_{\text{ст1}}}{8(h_m^2 + b_m^2)}$ — магнитная индуктивность основной волны потока, См; если сердечники главных полюсов шихтованы из тонкой (0,5 мм) стали, то вторым членом можно пренебречь;

$\lambda_{\text{ст}}$ и $\lambda_{\text{ст1}}$ — электрическая проводимость соответственно стали остова и сердечника главного полюса; для массивного остова (отливки) $\lambda_{\text{ст}} = (3{,}5 \div 4{,}0)\ 10^6$ 1/(Ом · м), для полюсов, набранных из листовой стали толщиной 1,5 мм, значение $\lambda_{\text{ст}}$ уменьшается в среднем в 3—3,5 раза, для шихтованного магнитопровода из электротехнической стали толщиной 0,5 мм величину $\lambda_{\text{ст}}$ можно принять уменьшенной в 6 раз по сравнению с отливкой;

l_j — осевой размер (длина) магнитной части остова, м;

L_j — длина средней магнитной силовой линии в остове на один полюс (от оси добавочного полюса до $\sim {}^1/_4$ части ширины сердечника главного полюса), м;

b_m, l_m, h_m — соответственно ширина, длина и высота сердечника главного полюса, м.

Для решения задачи на аналоговой вычислительной машине, как известно, систему уравнений (6.1) и (6.2) нужно привести к каноническому виду, при котором уравнения разрешаются относительно первых производных искомых величин. Затем остающуюся в правой части уравнения алгебраическую сумму величин нужно подать на вхо-

ды операционного усилителя — интегратора, тогда на его выходе получим искомые переменные.

В нашем случае имеем:

$$\frac{d\Phi_1}{dt} = \frac{1}{L_\mu}(i_в w_в - 1{,}23\, R_{\mu 1}\,\Phi_1 - i_\mu w_в + R_{\mu 1}\,\Phi); \qquad (6.3)$$

$$\frac{d}{dt}(\Phi - \Phi_1) = \frac{1}{0{,}475\, L_\mu}[i_в w_в - 5{,}29\, R_{\mu 1}(\Phi - \Phi_1) - - i_\mu w_в + R_{\mu 1}\,\Phi]. \qquad (6.4)$$

Структурная схема решения представлена на рис. 6.4. Питание $i_в$ подается на первые входы интеграторов *1* и *2*, которые дают соответственно потоки 1-й гармонической и высших гармоник, а на выходе операционного усилителя-сумматора *3* получаем поток главных полюсов. Если необходимо получить отдельно величину $d\Phi/dt$, то необходимо перед интеграторами применить операционные усилители-сумматоры (см. рис. 6.7).

Если после установления в схеме рис. 6.4 определенного режима убрать напряжение с входов $i_в$, то, пустив схему, на выходе операционного усилителя-сумматора *3* получим расчетную (снятую на модели) кривую затухания магнитного потока. А если в распоряжении имеются опытные кривые затухания магнитного потока, снятые на построенной машине, параметры которой можно ввести в вышеуказанные уравнения М. З. Жица, то можно сопоставлять расчетные и опытные кривые затухания магнитного потока, корректируя при необходимости в этих уравнениях коэффициент электрической проводимости $\lambda_{ст}$ и добиваясь в нужном диапазоне наилучшего их совпадения. Это представляет особый интерес, если магнитная система проектируемой машины близка к опытной.

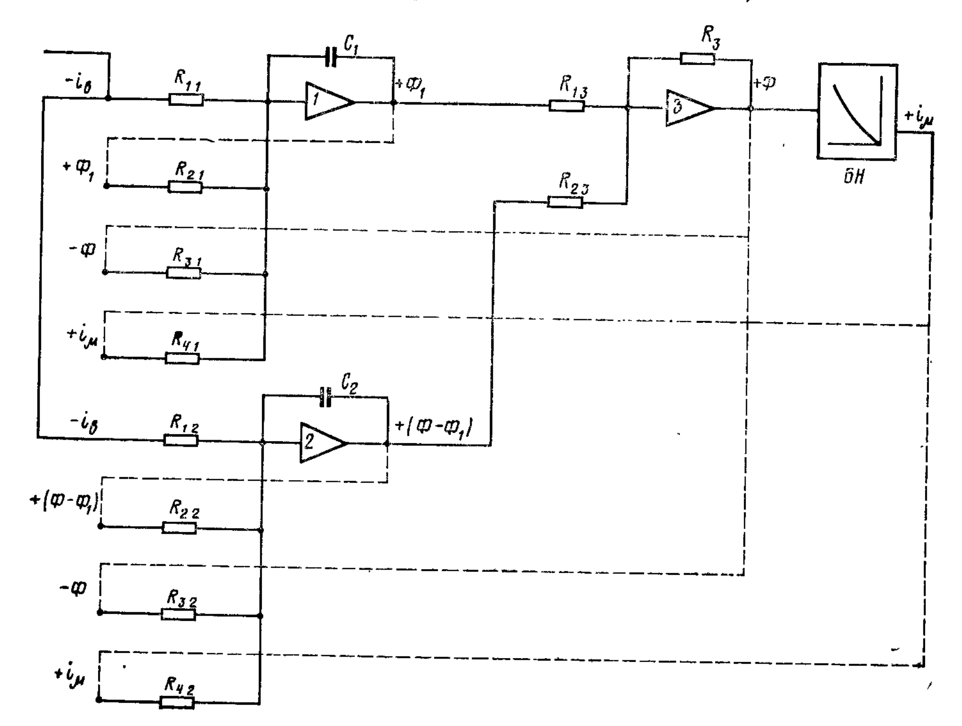


Рис. 6.4

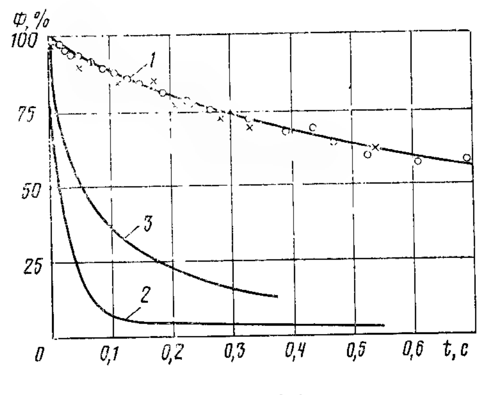


Рис. 6.5

Следует отметить, что для указанных целей нужно пользоваться кривыми затухания магнитного потока, снятыми при размыкании обмотки возбуждения, а не при закорачивании ее, так как в последнем случае эти кривые как при массивном, так и при шихтованном остове (т. е. принципиально различной его конструкции) практически совпадают (кривая *1*, рис. 6.5). На этом рисунке *2* — кривая затухания при размыкании обмотки возбуждения шихтованного остова, *3* — то же при массивном остове.

Опыт показывает, что с увеличением насыщения вихревые токи проявляются несколько сильнее, и кривые затухания в о. е., снятые за коленом кривой намагничивания, сильнее отклоняются от оси ординат, чем кривые, снятые на прямолинейной части кривой намагничивания машины.

Для удобства и повышения точности обработки опытные кривые затухания магнитного потока перестраивают [60] в полулогарифмическом масштабе (рис. 6.6).

По осциллограмме кривой $\Phi(t)$ находят $(\Phi - \Phi_{ост})$, где $\Phi_{ост}$ — остаточный магнитный поток, вычисляют логарифмы этих величин и строят кривую $\lg(\Phi - \Phi_{ост}) = f(t)$.

При этом за начало отсчета выбирают момент времени, когда

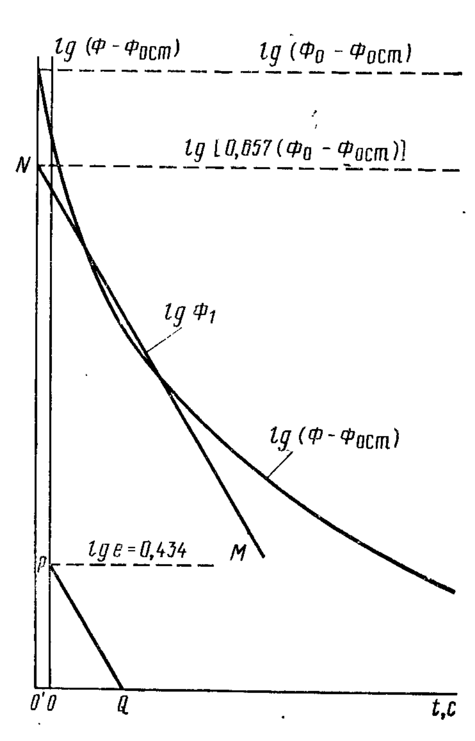


Рис. 6.6

ток возбуждения $i_в$ в размыкаемой цепи согласно снятой осциллограмме $i_в (t)$ становится равным нулю, т. е. когда закончится дуговой процесс, связанный с размыканием цепи возбуждения. Затем кривую $\lg (\Phi - \Phi_{ост}) = f (t)$ экстраполируют до получения значения $\lg (\Phi_0 - \Phi_{ост})$, соответствующего Φ_0 до размыкания цепи возбуждения. Таким путем находят момент времени, с которого началось бы затухание потока, если бы разрыв цепи возбуждения произошел мгновенно. Этот момент времени принимают за новое начало координат O', через которое проводят новую ось ординат.

Если необходимо выделить первую гармонику потока и ее постоянную времени, то, принимая коэффициент индуктивной связи первой гармоники вихревых токов с обмоткой возбуждения равным $64/\pi^4 = 0{,}657$ [57, 60], на новой оси ординат откладывают значение $\lg [0{,}657 \times (\Phi_0 - \Phi_{ост})]$ и через найденную точку проводят прямую NM так, чтобы она наилучшим образом совпадала с кривой $\lg (\Phi - \Phi_{ост}) = f (t)$. Затем из точки P, находящейся от начала координат на расстоянии $OP = \lg e = 0{,}434$, проводят прямую PQ, параллельную линии NM, и по точке пересечения этой прямой с осью абсцисс находят значение постоянной времени первой гармоники $T_1 = OQ$.

§ 27.3. Основные уравнения

Дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы, составляются соответственно принятой схеме работы двигателя. Учитывая инерцию поезда, полагаем переходный процесс столь быстротечным, что вращающий момент и частота вращения остаются неизменными. Как известно, напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора U_2 с увеличением нагрузки понижается. Наклон внешней характеристики трансформатора для наших электровозов может быть описан выражением

$$U_2 = U_{20} - 0{,}1\, i_a,$$

где U_{20} — напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора при холостом ходе.

Структурную схему и соответствующие ей уравнения желательно составлять так, чтобы избежать применения блоков дифференцирования и блоков перемножения, дающих в работе большие погрешности. Принимая во внимание очевидные логические зависимости:

$$i_a = i_в + i_{ш1} + i_{ш2}; \quad i_в = i_\mu + i_{вихр},$$

где i_a; $i_в$; $i_{ш1}$; $i_{ш2}$; i_μ; $i_{вихр}$ — соответственно токи в переходном режиме: якоря, главных полюсов, постоянного шунтирования обмотки возбуждения, шунтирования обмотки возбуждения индуктивным сопротивлением, намагничивания и вихревые, можно написать уравнения равновесия э. д. с. и падений напряжений.

Для цепи якоря

$$U_{20} - 0{,}1\, i_a = \frac{d\psi_р}{dt} + cn\Phi + L_{a+д+ко} \frac{di_a}{dt} + r_{a+д+ко}\, i_a + \frac{d\psi_в}{dt} + r_в\, i_в.$$

Для разветвленной цепи возбуждения: обмотка возбуждения — постоянное активное шунтирование — регулируемое шунтирование с индуктивностью

$$u_в = r_в\, i_в + \frac{d\psi_в}{dt} = r_{ш1}\, i_{ш1} = r_{ш2}\, i_{ш2} + \frac{d\psi_ш}{dt}, \qquad (6.5)$$

где $u_в$ — падение напряжения на обмотке возбуждения;
$\psi_в$ и $\psi_ш$ — потокосцепления обмотки возбуждения и индуктивного шунта;
$r_в$, $r_{ш1}$ и $r_{ш2}$ — активные сопротивления соответственно обмотки возбуждения, цепи постоянного шунтирования ее и регулируемой шунтирующей цепи с индуктивностью.

Уравнение магнитных потоков в магнитной цепи добавочных полюсов

$$\Phi_к = \Phi_{mд} - \Phi_{дσ},$$

где $\Phi_к$, $\Phi_{mд} (I_{μд})$ и $\Phi_{дσ} (I_{μд})$ — соответственно коммутирующий (полезный) ток, полный поток и поток рассеяния добавочного полюса.

Как видим, уравнения, описывающие переходный процесс во всех цепях тягового двигателя, представляют собой систему дифференциальных уравнений шестого порядка. Для их решения можно применять машины непрерывного действия типов МНМ, МН-7, МН-7м, МН-8, МН-10, МПТ-9 и более сложные. Нелинейность (насыщенность) магнитных цепей сглаживающего реактора, главных полюсов, индуктивного шунта, добавочных полюсов весьма точно учитывают тем, что соответствующие зависимости $\psi_р (I)$, $\psi_в (I)$, $\psi_ш (I)$, $\Phi_{mд} (I)$ и $\Phi_{дσ} (I)$ путем кусочно-линейной аппроксимации набирают на блоках нелинейностей.

Для составления структурной схемы модели приводим уравнения к каноническому виду, разрешая их относительно первых производных искомых величин.

Для цепи якоря

$$\frac{d}{dt}\left(i_a + \frac{\psi_р}{L_{a+д+ко}}\right) = (U_{20} - 0{,}1 i_a) - cn\Phi - \frac{r_{a+д+ко}}{L_{a+д+ко}}\, i_a - \frac{r_в}{L_{a+д+ко}}\, i_в - \frac{2pw_в\,\sigma}{L_{a+д+ко}} \cdot \frac{d\Phi}{dt}. \qquad (6.6)$$

Уравнения, учитывающие влияние вихревых токов на изменение потока главных полюсов, были представлены выше [(6.1) — (6.4)].

Для учета влияния вихревых токов на изменение потока добавочных полюсов записываем аналогичные уравнения:

$$F_д = i_a w_д = 1{,}23 R_{\mu 1д}\Phi_{1mд} + i_{\mu д} w_д - R_{\mu 1д}\Phi_{mд} + L_{\mu д}\frac{d\Phi_{1mд}}{dt}; \quad (6.7)$$

$$F_д = i_a w_д = 5{,}29 R_{\mu 1д}(\Phi_{mд} - \Phi_{1mд}) + i_{\mu д} w_д - R_{\mu 1д}\Phi_{mд} + 0{,}475 L_{\mu д}\frac{d}{dt}(\Phi_{mд} - \Phi_{1mд}) \quad (6.8)$$

и

$$\frac{d\Phi_{1mд}}{dt} = \frac{1}{L_{\mu д}}(w_д i_a - 1{,}23 R_{\mu 1}\Phi_{1mд} - w_д i_{\mu д} + R_{\mu 1д}\Phi_{mд}); \quad (6.9)$$

$$\frac{d}{dt}(\Phi_{mд} - \Phi_{1mд}) = \frac{1}{0{,}475 L_{\mu д}}[w_д i_a - 5{,}29(\Phi_{mд} - \Phi_{1mд}) - w_д i_{\mu д} + R_{\mu 1д}\Phi_{mд}]. \quad (6.10)$$

На основании уравнения (6.5) имеем:

для участка цепи обмотка возбуждения — регулируемый индуктивный шунт

$$\frac{d\psi_ш}{dt} = r_в i_в + \frac{d\psi_в}{dt} - r_{ш2} i_{ш2}; \quad (6.11)$$

для участка обмотка возбуждения — постоянный активный шунт

$$\frac{d\psi_в}{dt} + r_в i_в = r_{ш1} i_{ш1} \quad \text{или} \quad i_{ш1} = \frac{r_в}{r_{ш1}} i_в + \frac{1}{r_{ш1}}\frac{d\psi_в}{dt}. \quad (6.12)$$

Здесь $\psi_в = 2\,p w_в \sigma \Phi$,

где σ — коэффициент рассеяния, его можно принимать постоянным ввиду его сравнительно небольшого значения.

§ 27.4. Структурная схема модели и ее работа

Предварительно отметим, что для решения задачи на аналоговой электронной модели все участвующие физические величины масштабируют, в результате чего все величины, которые выдает электронная машина независимо от их физической сущности, получаются в вольтах. Для получения реальной физической величины необходимо ее «машинное» значение умножить на соответствующий масштаб.

Структурная схема модели представлена на рис. 6.7.

Уравнение (6.6) решается следующим образом: величины правой части уравнения подаются на входы операционного усилителя-интегратора *1*. Из величины, получаемой на его выходе и подаваемой на первый вход операционного усилителя-сумматора *2*, вычитается подаваемое на второй его вход потокосцепление сглаживающего реактора, которое выдает блок нелинейностей *БН-1* в зависимости от тока якоря i_a, подаваемого на вход блока с выхода операционного усилителя-сумматора *2*. Из алгебраической суммы $i_a = i_в + i_{ш1} + i_{ш2}$ на выходе операционного усилителя-сумматора *3* получается ток возбуждения,

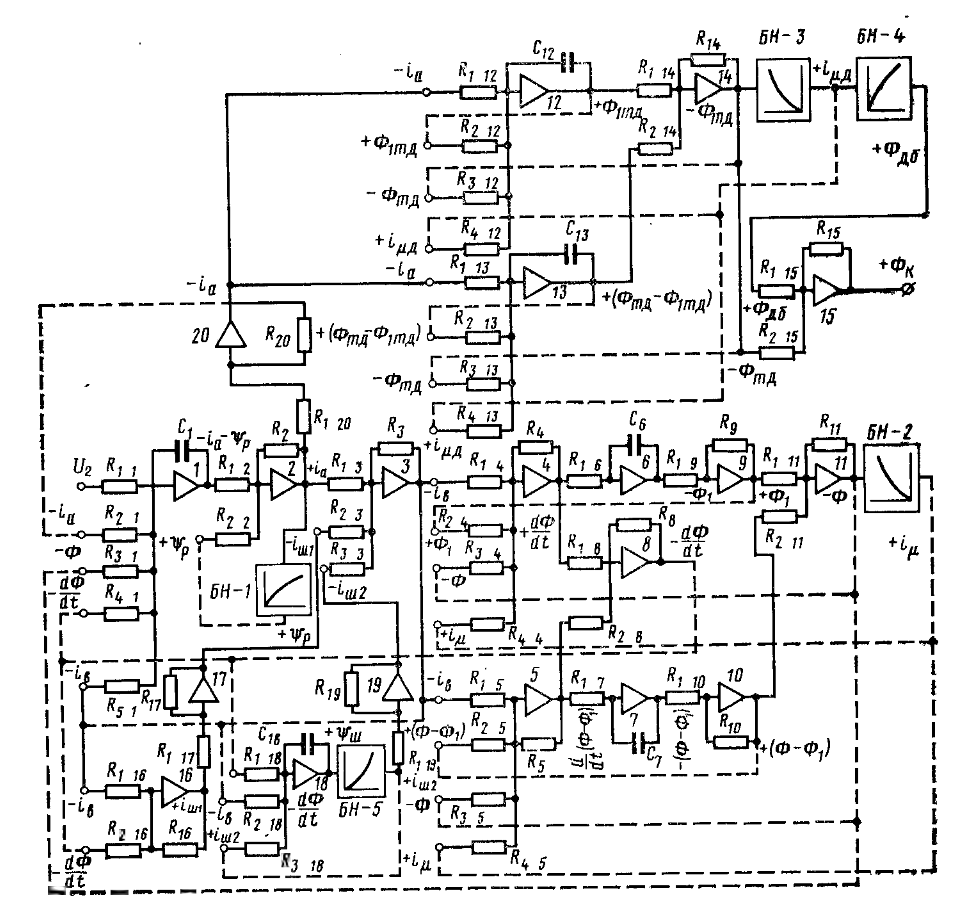


Рис. 6.7

который подается на операционные усилители-сумматоры *4* и *5*, а затем на операционные усилители-интеграторы *6* и *7*, решающие систему уравнений М. З. Жица для главных полюсов. На выходе операционного усилителя-сумматора *11* с помощью блока нелинейностей *БН-2* получаем поток главных полюсов Φ в зависимости от намагничивающего тока i_μ, равного $i_\mu = i_в - i_{вихр}$ и подаваемого в качестве обратных связей на соответствующие входы усилителей-сумматоров *4* и *5*, куда подаются и остальные величины, соответствующие правым частям уравнений (6.3) и (6.4). Так как нам необходима величина $\frac{d\Phi}{dt}$, соответствующая падению напряжения на индуктивном сопротивлении в цепи возбуждения и пропорциональная трансформаторной э. д. с. в коммутируемой секции, то перед усилителями-интеграторами *6* и *7* введены усилители-сумматоры *4* и *5*, и искомую величину $\frac{d\Phi}{dt}$ получаем на выходе усилителя-сумматора *8*.

Аналогично описанному усилители-интеграторы *12* и *13*, на первые входы которых подается ток якоря i_a, и усилитель-сумматор *14* решают систему уравнений (6.9) и (6.10) для добавочных полюсов. Коммутирующий поток добавочного полюса $\Phi_к$ получаем на выходе усилителя-сумматора *15* как разность полного потока $\Phi_{тд}$ и потока рассеяния добавочного полюса $\Phi_{д\sigma}$, являющихся функциями тока намагничивания добавочных полюсов $i_{\mu д} = i_a - i_{вихр\,(д)}$. Соответствующие зависимости $\Phi_{тд}(I_{\mu д})$ и $\Phi_{д\sigma}(I_{\mu д})$ набраны на блоках нелинейностей *БН-3* и *БН-4*.

Подавая на входы операционного усилителя-сумматора *16* падения напряжения на активном и индуктивном сопротивлениях цепи возбуждения в соответствии с коэффициентами уравнения (6.12), получаем на его выходе ток в цепи постоянного активного шунтирования $i_{ш1}$.

Цепь регулируемого шунтирования с индуктивностью решают операционный усилитель-интегратор *18* и блок нелинейности *БН-5*. На выходе усилителя-интегратора *18* получают потокосцепление индуктивного шунта $\psi_ш$ в соответствии с уравнением (6.11), а блок нелинейности *БН-5* дает ток $i_{ш2}$ в цепи шунтирования с индуктивностью. Изменение индуктивности в цепи шунтирования, различный характер зависимостей $\psi_ш(I_ш)$ осуществляют набором соответствующих нелинейных зависимостей на блоке *БН-5*.

При исследовании шунтирования чисто активным сопротивлением участок с усилителем-интегратором *18* и блоком *БН-5* отключают.

Для исследования работы двигателя на полном поле ($\beta = 1$) отключают входы усилителей *16* и *18*.

Изменение параметров исходных режимов осуществляют регулировкой соответствующих коэффициентов. Например, известно, что при постоянном напряжении на зажимах двигателя изменение его частоты вращения может быть вызвано соответствующим изменением магнитного потока. Поэтому, чтобы моделировать режим, соответствующий переходу в другую точку работы по скоростной характеристике, необходимо в структурной схеме изменить коэффициент переменного сопротивления R_{31} для потока на третьем входе усилителя-интегратора *1*.

Восстановлению питания и толчкам напряжения соответствует подача необходимых значений напряжения на первый вход усилителя-интегратора *1* (U_2). Короткое замыкание на выходных зажимах вторичной обмотки трансформатора или выпрямителя имитируют выключением входа U_2 и т. д.

Усилители *9*, *10*, *17* и *19* работают инверторами, обеспечивая знаки заводимых величин в соответствии с исходными уравнениями.

Описанную выше структурную схему следует рассматривать как принципиальную. Аналоговые электронные машины разных типов имеют некоторые различия. Например, усилители-интеграторы машины МН-8 имеют всего два входа, и если нужно подать более двух переменных, то перед усилителем-интегратором нужно включить усилитель-сумматор. Поэтому схему рис. 6.7 придется корректировать в зависимости от того, на какой конкретно машине проводится моделирование и какого типа применены блоки нелинейностей.

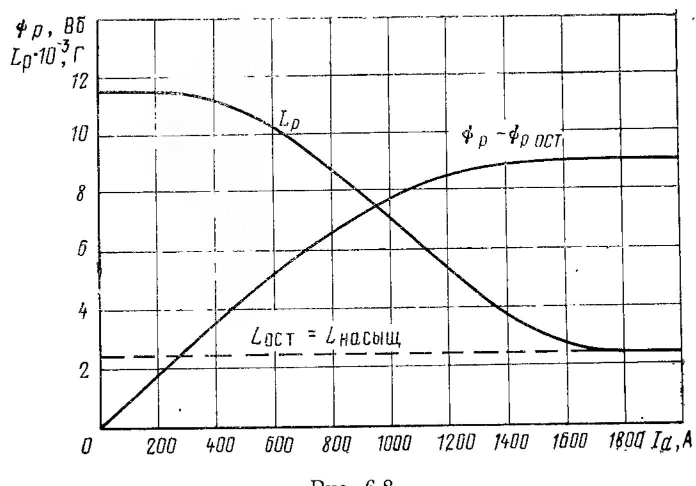


Рис. 6.8

При моделировании двигателей пульсирующего тока большой мощности, особенно при относительно невысоких напряжениях на зажимах, из-за малой индуктивности цепи якоря в уравнении (6.6) могут получаться большие коэффициенты, особенно при $\psi_р$, что при наборе структурной схемы приводит к перегрузке операционных усилителей.

Для устранения этого явления используют то обстоятельство, что сглаживающий реактор весьма быстро насыщается, и при токах 1,5—1,7 номинального его индуктивность достигает своего остаточного установившегося насыщенного значения, составляющего 20—25% от начального ненасыщенного. Эту величину и включают в состав индуктивности цепи якоря; в результате индуктивность такой цепи якоря увеличится в несколько раз по сравнению с суммарной индуктивностью только обмоток якоря, компенсационной и добавочных полюсов и соответственно уменьшатся коэффициенты в уравнении (6.6). На блоке нелинейности в этом случае набирается (рис. 6.8) кривая зависимости потокосцепления сглаживающего реактора от тока $(\psi_р - \psi_{р\,ост}) = f(I_a)$, которая соответствует меняющейся части кривой индуктивности и получается ее интегрированием.

Рассмотренная здесь структурная схема в описанном виде впервые была применена канд. техн. наук Б. И. Хоменко и инж. И. Я. Логиновым.

При моделировании процесса самовозбуждения генератора последовательного возбуждения, работающего на сопротивление R, основное уравнение пишется в виде

$$i_a(r_{а+д+ко} + r_в + R) + \frac{di_a}{dt} L_{а+д+ко} + 2pw_в\sigma\frac{d\Phi}{dt} = cn\Phi$$

или в канонической форме

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{cn\Phi}{L_{а+д+ко}} - \frac{r_{а+д+ко} + r_в + R}{L_{а+д+ко}} i_a - \frac{2pw_в\sigma}{L_{а+д+ко}} \cdot \frac{d\Phi}{dt}.$$

Так как рассматриваемый режим применяется при полном возбуждении, в схеме рис. 6.7 отключают входы усилителей *16* и *18* и блок нелинейности *БН-1*. В обратную связь потока, подаваемого на 3-й вход усилителя *1*, включают инвертор с тем, чтобы этот сигнал поступал со знаком «плюс» ($+\Phi$). Решается задача так: при временно отключенном 3-м входе усилителя *1* ($+\Phi$) подают на его 1-й вход (U_2) сигнал, значение которого соответствует э. д. с. от остаточного магнетизма, и когда режим установится, на остановленной схеме отключают 1-й вход (U_2), включают 3-й вход усилителя *1* и пускают решение.

§ 27.5. Индуктивности обмоток двигателя

Значения индуктивностей обмоток двигателя удобно определять по формулам А. Б. Иоффе [15].

Индуктивность обмотки якоря. Эта индуктивность

$$L_a = L'_a + L''_a, \qquad (6.13)$$

где L'_a — составляющая, обусловленная потоком реакции якоря, Г;
L''_a — составляющая, обусловленная местными потоками рассеяния пазов, Г.

В машинах без компенсационной обмотки первая составляющая является преобладающей

$$L'_a = 1{,}05\mu_0 \frac{(w'_a)^2 \alpha_\delta^3 l_a D_a}{\kappa_\delta \delta_{\text{гл}}} \kappa_\mu, \qquad (6.14)$$

где $\mu_0 = 0{,}4\,\pi \cdot 10^{-6}$ Г/м. В формуле все линейные размеры даны в м, а коэффициент κ_μ, учитывающий насыщение стальных участков пути потока реакции якоря и зависящий в основном только от насыщения зубцов якоря магнитным потоком главных полюсов, определяется по рис. 6.9.

В машинах с компенсационной обмоткой $L'_a = 0$. Вторая составляющая

$$L''_a = \mu_0 \frac{4 l_a \lambda (w'_a)^2}{Z}, \qquad (6.15)$$

где $w'_a = N/(8\,ap)$ — число последовательно включенных витков обмотки якоря на полюс;
Z — число пазов якоря;
λ — полный коэффициент удельной проводимости путей потока рассеяния паза: $\lambda = \lambda_N + \lambda_к + \lambda_{лоб}$ (см. § 20.5).

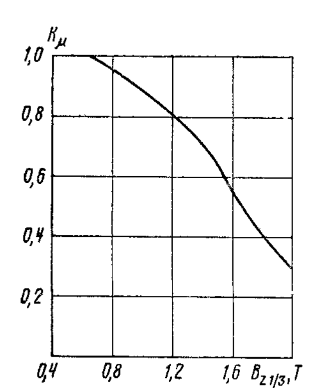


Рис. 6.9

Индуктивность компенсационной обмотки. Эта индуктивность, Г

$$L_{ко} = 2 \frac{w_к^2 l_a \lambda_{ко}}{p Z_{ко}} \mu_0, \qquad (6.16)$$

где $w_к$ — число витков компенсационной обмотки, включенных последовательно на всю машину; $w_к = 2\,p w_{ко}$;
$Z_{ко}$ — число пазов компенсационной обмотки на полюс;
$\lambda_{ко}$ — коэффициент удельной проводимости рассеяния:

$$\lambda_{ко} = \lambda_п + \lambda_к + \lambda_л. \qquad (6.17)$$

Коэффициент удельной пазовой проводимости

$$\lambda_п = \frac{h_{1\,(сред)}}{b'_{z\,ко}} + \frac{h_2}{3 b'_{пко}}, \qquad (6.18)$$

где $h_{1\,(сред)}$ — среднее расстояние от верха паза до меди;
$b'_{z\,ко}$ — средняя ширина шлица под клин паза компенсационной обмотки;
h_2 — высота, занимаемая медью в пазу компенсационной обмотки;
$b'_{пко}$ — ширина паза компенсационной обмотки.

Коэффициент удельной проводимости по коронкам зубцов

$$\lambda_к = 5\delta_{гл}/(5 b'_{z\,ко} + 4\delta_{гл}). \qquad (6.19)$$

Коэффициент удельной проводимости по лобовым частям

$$\lambda_л = (0{,}67 l_{s\,ко} - 0{,}43\tau'_к)\, 0{,}5 \frac{Z_{ко}}{l_a}, \qquad (6.20)$$

где $l_{s\,ко}$ — длина лобовой части полувитка средней катушки, м;
$\tau'_к = \tau_{ко}(1 - 0{,}5\alpha_\delta)$ — развернутая длина торцового участка средней катушки, м;
$\tau_{ко}$ — полюсное деление по диаметру, проходящему через середины высот пазов компенсационной обмотки.

Индуктивность обмотки добавочных полюсов. Эта индуктивность, Г, с учетом того, что магнитная цепь добавочного полюса ненасыщенная,

$$L_д = \frac{2p\sigma_д \Phi_к w_д}{I}, \qquad (6.21)$$

где $\Phi_к$ — полезный поток добавочного полюса, Вб;
$w_д$ — число витков катушки добавочного полюса (все катушки принимаются соединенными последовательно);
$\sigma_д$ — коэффициент рассеяния добавочного полюса, определенный по методу, изложенному в § 19.5 и 20.5.

Индуктивность обмотки главных полюсов. В реальных машинах, как правило, магнитная цепь главных полюсов значительно насыщена. Поэтому определяют динамическую (дифференциальную) индуктив-

Рис. 6.10

ность обмотки возбуждения двигателя методом графического дифференцирования кривой намагничивания $\Phi(I_в)$. Известно, что

$$L_в = 2pw_в\sigma\frac{d\Phi}{dI_в}, \tag{6.22}$$

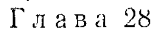
где Φ — в Вб; $I_в$ — в А; $L_в$ — в Г.

Графическое дифференцирование выполняют следующим образом. Полагая $d\Phi/dI_в \approx \Delta\Phi/\Delta I_в$, задаются рядом значений токов $I_{вi}$ всего рабочего диапазона характеристики $\Phi(I_в)$. Для каждого из этих токов $I_{вi}$ находят приращение потока $\Delta\Phi_i$ при изменении тока от $-\frac{\Delta I_{вi}}{2}$ до $+\frac{\Delta I_{вi}}{2}$ (рис. 6.10, *а*). Затем по формуле (6.22) находят $L_в$ и строят кривую зависимости $L_в(I_в)$ (рис. 6.10, *б*). Естественно, что интервалы $\Delta I_{вi}$ должны быть меньшими там, где кривая $\Phi(I_в)$ имеет бо́льшую крутизну. Вычисления удобно выполнить по табл. 6.1.

Таблица 6.1

$I_{вi}$	$\Delta I_{вi}$	$\Delta\Phi_i$	$L_в = 2pw_в\sigma\frac{\Delta\Phi_i}{\Delta I_{вi}}$

Исследования показали, что на величину броска тока решающее влияние оказывает индуктивность в начальный момент переходного процесса. Поэтому для индуктивностей, меняющихся с насыщением (обмоток якоря, возбуждения, сглаживающего реактора), следует для режима восстановления питания брать их ненасыщенные значения, а для толчков напряжения и коротких замыканий — при насыщении, соответствующем допереходному режиму.


Глава 28

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 28.1. Общие рекомендации

Влияние степени возбуждения. Если тяговый двигатель последовательного возбуждения работает с полным возбуждением, то переходные токовые режимы для него не представляют опасности. Однако шунтирование катушек главных полюсов чисто активным сопротивлением приводит к тому, что максимумы токов резко возрастают (причины этого указаны в главе 26). В этом случае оказывается не эффективным и применение расслоенных (шихтованных) остовов. На рис. 6.11 приведены кривые зависимости $i_{a\,max}$ ($\beta_{актив}$) при восстановлении питания при массивном остове $1'$ и частично расслоенном $1'$, линия 0—$0'$ дает значения токов допереходного режима. Из этих данных следует, что при $\beta = 1$ отношение броска тока к начальному значению составляет примерно 2,5 при массивном и 1,5—1,6 при частично шихтованном остове; при $\beta_{актив} = 0{,}75$ кратность максимального и начального значений токов соответственно равна 9,5 и 8,5, что, естественно, недопустимо.

Исследования показали, что при одинаковой общей степени возбуждения и одинаковой индуктивности в шунтирующей цепи у двигателя с шихтованным остовом броски тока могут быть бо́льшими из-за более глубокого постоянного активного шунтирования, чем у двигателя с массивным остовом, но имеющего менее глубокое активное шунтирование. Следовательно, применение шунтирования обмотки главных полюсов только активным сопротивлением для регулирования частоты вращения недопустимо как исключающее надежную работу двигателей в эксплуатации. Глубина постоянного шунтирования активным сопротивлением обмотки возбуждения двигателей пульсирующего тока должна быть минимальной, какую позволяет коммутационное искрение, желательно $\beta_н \geqslant 0{,}96 \div 0{,}98$.

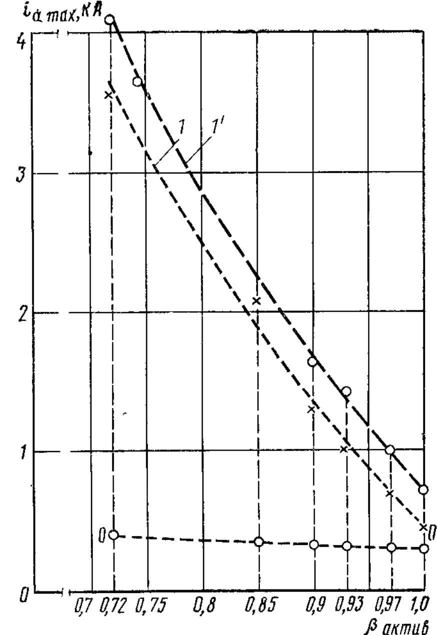


Рис. 6.11

Влияние сглаживающего реактора. Включение сглаживающего реактора последовательно с двигателем, увеличивая индуктивность

цепи двигателя, существенно уменьшает броски тока и значительно растягивает во времени нестационарный процесс. На рис. 6.12 показаны кривые $i_a(t)$ со сглаживающим реактором *2* и без него *1*; *а* — режим восстановления питания, *б* — 15-процентный толчок напряжения.

Характерные зависимости индуктивности $L_р(I)$ и потокосцепления $\psi_р(I)$ сглаживающего реактора приведены на рис. 6.8. Если допереходный режим соответствует насыщенному состоянию, то следует иметь в виду, что индуктивность сглаживающего реактора мала. Условия, аналогичные отсутствию сглаживающего реактора, возможны, если неблагоприятный переходный процесс при коротком замыкании или толчке напряжения произойдет при больших нагрузках, когда вследствие насыщения индуктивность сглаживающего реактора незначительна или же если в случае применения не индивидуальных, а групповых сглаживающих реакторов на одном из параллельно соединенных двигателей возникает вспышка на коллекторе, короткое замыкание или боксование колесной пары. Поэтому предпочтительно применять только индивидуальные сглаживающие реакторы, по возможности медленно насыщающиеся. Начальная индуктивность сглаживающего реактора должна примерно равняться начальной индуктивности незашунтированной обмотки возбуждения главных полюсов двигателя. Поэтому электрическую силовую схему электровозов двойного питания нужно проектировать таким образом, чтобы сглаживающий реактор оставался включенным в цепь двигателя и при работе на постоянном токе.

Влияние индуктивности в цепи шунтирования. На рис. 6.13 показана зависимость максимальных значений тока от индуктивности

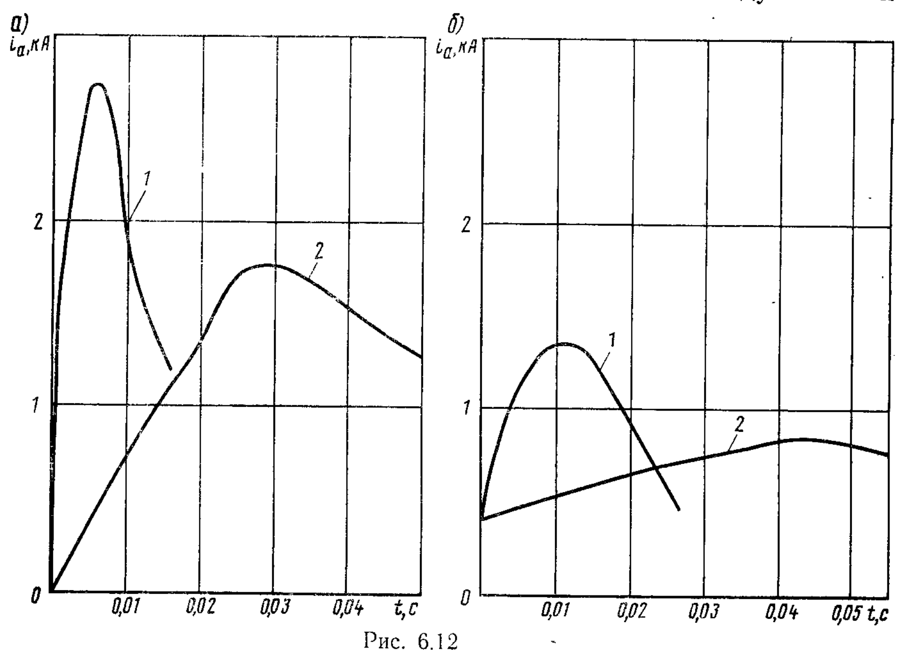


Рис. 6.12

в цепи шунтирования при восстановлении питания. Значение индуктивности здесь оценивают отношением потокосцепления индуктивного шунта $\psi_ш$ к потокосцеплению $\psi_в$ главных полюсов. Из рис. 6.13 следует, что увеличение $\psi_ш/\psi_в$ от 0,5 до 1,0 практически не дает снижения максимумов тока. В диапазоне $\psi_ш/\psi_в = 0,35 \div 1,0$ существенно сказывается влияние активного шунтирования. Но с уменьшением $\psi_ш/\psi_в < 0,25 \div 0,3$ по мере приближения к чисто активному шунтированию постоянное активное шунтирование ($\beta_н = 0,96$ или 0,98) уже слабо влияет и броски тока резко растут. Зону $\psi_ш/\psi_в < 0,25 \div 0,28$ следует считать неустойчивой. Естественно, что надо работать на устойчивой части этой зависимости и рационально брать $\psi_ш/\psi_в = 0,28 \div 0,35$. Так как бросок тока определяется индуктивностью в начальный момент переходного процесса, то аналогичные кривые нужно получить в результате моделирования режимов коротких замыканий и толчков напряжения, происходящих при номинальной и бóльших нагрузках. При последних из-за насыщения начальные индуктивности шунта и сглаживающего реактора малы и окончательно выбирать необходимое значение $L_ш$ и зависимость $L_ш(I)$ следует по наихудшему случаю, когда максимум броска тока будет располагаться еще на устойчивой части соответствующей кривой. Подчеркиваем, что упомянутые выше количественные оценки для режима восстановления питания не являются абсолютными рекомендациями, а носят чисто иллюстративный характер и приведены здесь лишь в качестве примера. Однако для предварительных расчетов можно рекомендовать расчет характеристики индуктивного шунта $L_ш(I_ш)$ выполнять в порядке, предусмотренном табл. 6.2.

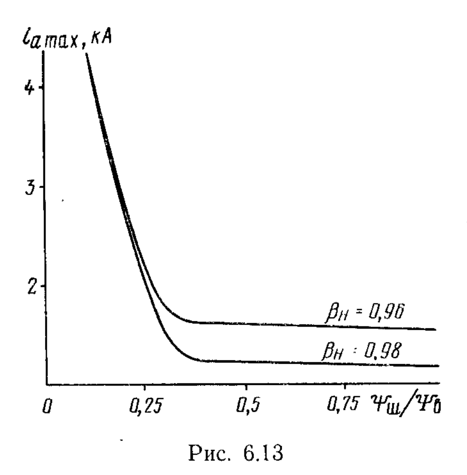


Рис. 6.13

Значения тока якоря I_a соответствуют рабочей зоне характеристики $n(I_a)$ при β_{min}. Величины $L_в(I_в)$ берут по кривой рис. 6.10 и вносят в гр. 3 табл. 6.2.

Характеристику $L_ш(I_ш)$ строят по данным граф 4 и 5 табл. 6.2.

Таблица 6.2

I_a	$I_в = \beta_{min} I_a$	$L_в(I_в)$	$I_ш = I_a(1-\beta_{min})$	$L_ш = (0{,}28 \div 035) L_в$
1	2	3	4	5
I_{a1} I_{a2} и т. д.				

Скорости нарастания тока (А/с) в переходных процессах при заданной мощности будут различны в зависимости от выбора номинального напряжения на зажимах и тока двигателя. В каждом конкретном случае, исходя из определяющих опасных переходных процессов, возможных при данной схеме, необходимо выполнить моделирование.

§ 28.2. Методы оценки некоторых коммутационных параметров в переходных режимах

Нескомпенсированная э. д. с. в коммутируемых секциях. Получая в результате моделирования зависимости $i_a(t)$, $\Phi(t)$, $\frac{d\Phi}{dt}(t)$ и $\Phi_к(t)$, можно найти изменение нескомпенсированной э. д. с. в коммутируемых секциях в течение переходного процесса

$$\Delta e(t) = e_r(t) + e_к(t) + e_t(t) = e_{ri} + e_{кi} + e_{ti}. \qquad (6.23)$$

Реактивная э. д. с.

$$e_{ri} = \frac{e_{r\,(н)}\, i_{ai}\, n_{стац}}{I_{a\,(н)}\, n_{(н)}}.$$

Коммутирующая э. д. с.

$$e_{кi} = \frac{e_{к\,(н)}}{\Phi_{к\,(н)}} \Phi_{кi}.$$

Трансформаторная э. д. с.

$$e_{ti} = -w_с \left(\frac{d\Phi}{dt}\right)_i.$$

Здесь и ниже индекс «i» относится к текущим значениям величины, «н» — к значениям в номинальном режиме, «стац» — к начальным значениям величин (до переходного режима в рассматриваемом стационарном режиме). Равенство (6.23) представляет собой алгебраическую сумму. При расчете нужно учитывать знаки величин в каждый конкретный момент времени. Так, в начальный момент переходного процесса восстановления питания трансформаторная э. д. с. направлена встречно увеличивающейся реактивной э. д. с., а в начальный момент переходного режима короткого замыкания трансформаторная э. д. с. имеет тот же знак, что и реактивная э. д. с., задерживая уменьшение последней.

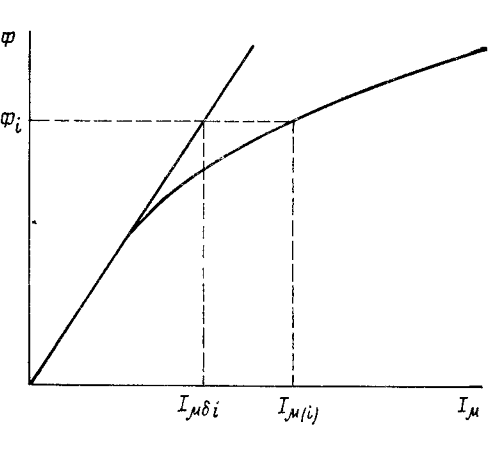


Рис. 6.14

Максимальные межламельные напряжения. Возникающие в зоне наибольшего увеличения индукции под набегающим краем главного полюса максимальные межламельные напряжения в любой момент переходного процесса для компенсированного двигателя могут быть определены по формуле

$$e_{max} = \frac{e_{ср\,(стац)}}{\alpha_\delta} \cdot \frac{\Phi_i}{\Phi_{стац}} \times$$
$$\times \frac{F_{\mu\delta\,(i)} + \alpha_\delta F_{aq\,(i)} - F_{ко\,(i)} + \frac{1}{Z_{ко}} \alpha_\delta F_{aq\,(i)}}{F_{\mu\delta\,(i)}}.$$

Здесь $F_{\mu\delta(i)} = i_{\mu\delta(i)} w_в$, где $i_{\mu\delta(i)}$ определяется по кривой намагничивания главных полюсов для соответствующего значения Φ_i (рис. 6.14).

Для некомпенсированных машин

$$e_{max} = \frac{e_{ср\,(стац)}}{\alpha_\delta} \cdot \frac{\Phi_i}{\Phi_{стац}} \cdot \frac{F_{\mu\delta\,(i)} + \alpha_\delta F_{aq\,(i)}}{F_{\mu\delta\,(i)}} \cdot \frac{\delta_0}{\delta_{кр}},$$

где δ_0 — воздушный зазор под серединой;

$\delta_{кр}$ — то же под краем главного полюса в случае неравномерного воздушного зазора ($\delta_{кр}$ определяется по результатам расчета поля (см. § 5.2).

Небалансные э. д. с. в коммутируемых секциях. Подобрав по результатам моделирования оптимальную характеристику индуктивного шунта $L_ш(I_ш)$, можно оценить его влияние на коммутацию при пульсирующем токе. Установив величину $L_ш$, соответствующую току допереходного режима $I_ш = I_a(1 - \beta_{min})$, находим индуктивное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи

$$X_{L\,(ш)} = 2\pi f L_ш = 628 L_ш,$$

где $L_ш$ — в Г; $X_{L\,(ш)}$ — в Ом.

Затем, как показано в четвертом разделе, рассчитывают небалансные э. д. с. на пульсирующем токе в рассматриваемом допереходном режиме.

РАЗДЕЛ СЕДЬМОЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 29

ХАРАКТЕРНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ И ЕГО РАСЧЕТА

§ 29.1. Характерные особенности конструкции

Под названием «вентильный двигатель» следует понимать совокупность следующих устройств: статического преобразователя частоты и фаз, управляемого синхронно с вращением ротора двигателя; исполнительной машины (собственно электродвигателя); следящего устройства с системой управления, являющегося жестким связующим звеном между собственно электродвигателем и преобразователем.

Принцип действия вентильного двигателя освещен в литературе [72], здесь рассматриваются особенность конструкции и расчет исполнительных электрических машин тяговых вентильных двигателей.

В них протекают коммутационные процессы, как в машинах постоянного тока с малым числом коллекторных пластин, причем роль коллектора выполняет система вентилей, вынесенных из машины. Собственно же электродвигатель конструктивно подобен нормальной синхронной машине с многофазной обмоткой на статоре и обмоткой постоянного тока на роторе[1].

Так как мощность возбуждения относительно невелика при низком напряжении источника питания (50÷100 В), то подвод тока возбуждения надежно осуществляется через контактные кольца.

В статоре обычно применяют двухслойную волновую обмотку (что позволяет сократить число групповых соединений по сравнению с петлевой обмоткой) с укороченными переходами в передней лобовой части. Соединение фаз статорной обмотки — звезда с выделенным нулем. В случае если проектируется двигатель большой мощности, целесообразно выполнить обмотку якоря из двух независимых в электрическом отношении трехфазных обмоток, каждая из которых соединена в звезду, звезды сдвинуты друг относительно друга на 30° эл., каждая питается от отдельного инвертора соответственно сдвинутыми на 30° эл. токами. В этом случае число фаз обмотки якоря как бы удваивается.

[1] Для тягового привода мощностью на одну ось 1000 кВт и более при относительно высоком напряжении, 1200—1400 В, обращенное исполнение синхронного двигателя, т. е. такое, когда якорная обмотка расположена на роторе, а полюсная система на статоре, не дает снижения массы машины из-за размеров узла токосъема.

Крепление обмотки в пазах выполняют текстолитовыми клиньями, в лобовых частях — привязкой ее к изолированным кольцам, прикрепленным к остову скобками.

Наиболее проста и технологична конструкция индуктора с явно выраженными полюсами. Но в отличие от синхронных машин общепромышленного назначения тяговый двигатель должен быть рассчитан на работу с частотой вращения 2000—2200 об/мин. Кроме того, при сравнительно небольшой массе двигателя приходится вписывать значительную мощность при коэффициенте регулирования частоты вращения примерно равном двум, что требует увеличения н. с. возбуждения.

С другой стороны, по сравнению с машинами постоянного тока вентильный двигатель имеет повышенную теплонапряженность обмотки возбуждения, обусловленную следующим:

н. с. возбуждения с учетом реакции якоря и реальных углов коммутации составляет примерно 1,8—1,9 н. с. холостого хода, тогда как в машине постоянного тока н. с. возбуждения увеличивают для компенсации действия реакции якоря всего в 1,1—1,15 раза (у некомпенсированных, у компенсированных машин практически увеличения н. с. не требуется);

размещение обмотки возбуждения на роторе равносильно выполнению его по сравнению с машиной постоянного тока на значительно меньшем диаметре.

Следовательно, ограничения по механической прочности и теплонапряженность служат препятствием для применения ротора с явно выраженными полюсами. Отвод тепла от сосредоточенной на полюсах обмотки и охлаждение из-за наличия распорок между полюсами при такой конструкции хуже, чем в индукторе с неявно выраженными полюсами.

В перспективе частота вращения будет возрастать по мере совершенствования подшипникового узла из-за стремления вписать бóльшую мощность в заданные габариты. Поэтому единственной рациональной конструкцией индуктора вентильного двигателя является неявнополюсное его исполнение.

Как показал опыт изготовления первых машин, обмотка ротора получается технологичной и удобной в производстве, если она выполнена концентрическими многовитковыми катушками, имеющими разное направление намотки. Обмотку в пазах крепят дюралюминиевыми клиньями, в лобовой части — стеклобандажной лентой.

Для обмоток статора и ротора применяют изоляцию «Монолит-2».

В отличие от обычных синхронных машин у вентильного двигателя должна быть надежная полная демпферная обмотка со стержнями достаточного сечения (прежде всего для снижения сверхпереходного реактанца).

Для неявно выраженных полюсов индуктора стержни демпферной обмотки целесообразно располагать в специальных отверстиях (пазах) головок зубцов равномерно по всей окружности ротора; по торцам

пакета ротора стержни демпферной обмотки могут быть приварены к крайним медным листам, специально штампованным для этой цели. Такая демпферная клетка может быть изготовлена на роторе до укладки обмотки возбуждения.

§ 29.2. Особенности расчета

Основными исходными величинами при проектировании всякого тягового электродвигателя обычно являются заданные на один двигатель мощность, тяговое усилие (или скорость) электровоза.

Исходя из максимально допустимой окружной скорости ротора (не выше 100 м/с при наибольшей скорости электровоза), работоспособности зубчатой передачи, а также других узлов, например подшипников, устанавливают номинальную частоту вращения $n_н$ и вращающий момент $M_н$ исполнительного органа — собственно синхронного двигателя.

Мощность двигателя на валу при номинальной нагрузке

$$P_2 = U_d I_d \eta_д, \qquad (7.1)$$

где U_d — выпрямленное напряжение (напряжение инвертора), В;
I_d — среднее значение выпрямленного тока, А;
$\eta_д$ — к. п. д. двигателя.

Значения U_d и I_d выбирают, исходя, с одной стороны, из целесообразного уровня изоляции относительно земли и возможности рационального выполнения обмотки якоря, с другой стороны, — из возможности создания надежного преобразователя с учетом характеристик имеющихся вентилей.

Эта же мощность

$$P_2 = 3U_{ф1} I_{ф1} \eta_д \cos\varphi, \qquad (7.2)$$

где $U_{ф1}$ и $I_{ф1}$ — действующие значения первых гармонических фазных напряжения и тока обмотки якоря;
$\cos\varphi$ — коэффициент мощности.

На рис. 7.1 тонкой синусоидой *1* показана противо-э. д. с. фазы обмотки якоря, пилообразной кривой *2*, выщербленной вследствие коммутации, — напряжение фазы двигателя. Как видим, максимальные значения кривых *1* и *2* одинаковы, но синусоида *3* (первая гармоническая фазного напряжения) имеет меньшее максимальное значение и сдвинута по отношению к кривой *1* в сторону опережения на угол ψ_{u1}. Кривой *4* показан ток, а *5* — первая гармоническая тока фазы двигателя, которая также опережает противо-э. д. с. *1* на угол ψ_{i1}.

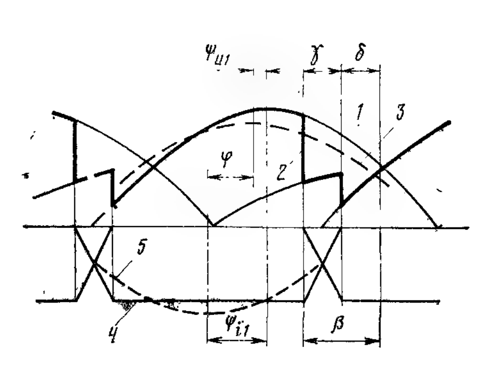


Рис. 7.1

Таким образом, вентильный двигатель работает с опережающим косинусом угла сдвига между первыми гармоническими тока и напряжения фазы якоря

$$\cos\varphi = \cos(\psi_{i1} - \psi_{u1}). \qquad (7.3)$$

А, как известно, в синхронном двигателе, работающем с опережающим $\cos\varphi$, реакция якоря является размагничивающей и, чтобы скомпенсировать ее действие, он должен быть перевозбужденным. Это учитывают при расчете н. с. возбуждения. Если полагать прямолинейным изменение тока в процессе коммутации, то для составляющих кривую тока *4* гармонических получаются следующие выражения [74, 75]:

для амплитудных значений

$$I_{\nu m} = I_d \frac{4\sqrt{3}}{\pi \nu^2 \gamma} \sin\frac{\nu\gamma}{2}; \qquad (7.4)$$

для действующих значений

$$I_\nu = I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{\sin\frac{\nu\gamma}{2}}{\nu^2 \frac{\gamma}{2}}, \qquad (7.5)$$

где ν — порядок гармонической.

На рис. 7.1 показаны углы: β — опережения открытия вентилей; γ — коммутации; δ — запаса. Приближенно угол сдвига

$$\psi_{i1} = (\beta + \delta)/2, \qquad (7.6)$$

более строго его можно определить из следующих соотношений [81]:

$$\left.\begin{aligned} I_{ф1}\cos\psi_{i1} &= 0{,}39(\cos\beta + \cos\delta) I_d; \\ I_{ф1}\sin\psi_{i1} &= 0{,}39\frac{\beta - \delta - \sin(\beta-\delta)\cos(\beta+\delta)}{\cos\delta - \cos\beta} I_d; \\ \psi_{i1} &= \operatorname{arc\,tg}\frac{I_{ф1}\sin\psi_{i1}}{I_{ф1}\cos\psi_{i1}}. \end{aligned}\right\} \qquad (7.7)$$

Сделав допущение, что среднее значение выпрямленного напряжения полностью уравновешивается противо-э. д. с. двигателя, первую гармоническую фазной противо-э. д. с. (действующее значение) можно представить в виде

$$E_{ф1} = \frac{U_d}{1{,}17(\cos\beta + \cos\delta)}. \qquad (7.8)$$

Линейная э. д. с. (двух одновременно работающих фаз)

$$E_л = \sqrt{3}\, E_{ф1}. \qquad (7.9)$$

Действующее значение и угол сдвига первой гармонической напряжения фазы двигателя (см. рис. 7.1, кривая *3*) относительно ее противо-э. д. с. (кривая *1*) определяем с помощью следующих соотношений:

$$\left.\begin{aligned} &U_{ф1}\sin\psi_{u1} = 0{,}4775E_{ф1}\sin(\beta-\delta)\sin(\beta+\delta);\\ &U_{ф1}\cos\psi_{u1} = E_{ф1}\{1-0{,}4775\,[\beta-\delta-\sin(\beta-\delta)\cos(\beta+\delta)]\};\\ &U_{ф1} = \sqrt{(U_1\sin\psi_{u1})^2+(U_1\cos\psi_{u1})^2};\\ &\psi_{u1} = \operatorname{arc\,tg}\frac{U_1\sin\psi_{u1}}{U_1\cos\psi_{u1}}. \end{aligned}\right\} \quad (7.10)$$

Выражения (7.6) — (7.8) и (7.10) даны инж. Б. А. Строминым [81].

Рассматривая $E_{ф1}$, $I_{ф1}$ и $n_н$ в качестве исходных номинальных данных, выполняем электромагнитный расчет собственно синхронного двигателя. Как и в машинах постоянного тока, важным параметром является число полюсов. Здесь имеют место следующие общие закономерности: при определенных условиях увеличение числа полюсов позволяет уменьшить магнитные сечения спинок ротора и статора и снизить общую массу двигателя, но в то же время с увеличением числа полюсов увеличивается рабочая частота переменных фазных токов и напряжений.

Обмотка якоря в вентильном двигателе работает в условиях непрерывного токового переходного процесса, так как в соответствии с частотой вращения имеет место постоянное переключение вентилей, в процессе которого постоянно находятся в состоянии короткого замыкания две соответствующие фазы обмотки якоря. Рост частоты увеличивает реактивные сопротивления фаз, определяющие переходный процесс при коммутации, что приводит к ограничению области рабочих режимов по допустимым условиям коммутации вентилей [76]. В этом отношении особенно важный параметр — индуктивное сопротивление синхронной машины при коммутации фаз, так называемое *коммутационное индуктивное сопротивление* $x_к$. Его можно выразить через сверхпереходные индуктивные сопротивления по продольной x''_d и поперечной x''_q осям, зависящие в сильной степени от частоты,

$$x_к = (x''_d + \sqrt{x''_d\,x''_q})/2. \quad (7.11)$$

Из выражения, приводимого Д. А. Завалишиным [74],

$$U_d = 2{,}34E_ф\cos\beta + \frac{3}{\pi}x_к I_d \quad (7.12)$$

следует, что при заданном напряжении инвертора U_d возрастание $x_к$ приводит к необходимости увеличивать угол опережения открытия вентилей β, что, как отмечено выше, вызывает уменьшение противо-э. д. с. машины и снижение вращающего момента.

К расчету характеристик вентильного двигателя имеется два подхода [77]. Если опираться на основные гармонические фазных токов и э. д. с. двигателя и принимать в качестве известной величины питающее выпрямленное напряжение, то получаются характеристики, сходные с характеристиками синхронного двигателя с регулируемой частотой.

Если же характеристики вентильного двигателя исследовать при помощи выпрямленного тока двигателя и преобразованной противо-э. д. с., то форма записи характеристик совпадает с формой записи характеристик двигателя постоянного тока и удобна для построения и анализа тяговых характеристик электровоза, поскольку при коллекторных двигателях оперируют с выпрямленным током и напряжением.

Разница в двух подходах к расчету характеристик вызвана двойственной природой вентильного двигателя.

В вентильном двигателе протекают своеобразные электромагнитные процессы и расчет его характеристик следует вести по методике, отличной от применяемой для расчета синхронных машин и машин постоянного тока.

В зависимости от характера управления синхронной машиной можно получить и различные характеристики вентильного двигателя, в том числе и аналогичные характеристикам двигателя постоянного тока. Так, например, при неизменном токе возбуждения можно получить характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Если же изменять ток возбуждения по определенному закону в функции тока якоря, то можно получить характеристики двигателя постоянного тока с последовательным или смешанным возбуждением, наиболее благоприятным для условий тяги.

Ниже изложен ход расчета характеристик этого типа (β = const).

Для надежной работы датчиков положения ротора, особенно в начале разгона, необходим достаточный начальный магнитный поток, который создается начальным подмагничивающим током. Поэтому ток возбуждения в зависимости от тока нагрузки I_d изменяется по прямолинейному закону

$$I_{вн\,i} = \left(I_{в\,(нач)} + AI_{вн\,(ном)}\frac{I_{di}}{I_{d\,(ном)}}\right)\kappa, \quad (7.13)$$

где A — параметр прямой, определяющийся начальным током подмагничивания $I_{в\,(нач)}$; $I_{вн\,(нач)} + A\,I_{вн\,(ном)} = I_{вн\,(ном)}$; $I_{вн\,(нач)}$ берут (0,2÷0,25) $I_{вн\,(ном)}$ (но не менее $I_{вн(нач)} = 40$ А); тогда $A = 0{,}8\div0{,}5$; $\kappa = 1{,}0$; 0,9; 0,8;...; 1,1; 1,2... — коэффициент возбуждения; индекс i относится к текущим значениям, отличным от номинального.

Расчет характеристик выполняют после электромагнитного расчета, когда все необходимые величины уже определены (см. пример расчета).

Задаваясь рядом значений токов I_d, охватывающих весь диапазон рабочих характеристик, каждую точку рассчитывают методом последовательных приближений с соблюдением следующего порядка расчета. Задают угол запаса δ. Вычисляют угол сдвига φ_{i1} по формуле (7.6) и угол коммутации $\gamma = \beta - \delta$. По формуле (7.13) находят ток возбуждения при нагрузке $I_{вн}$. По формуле (7.5) определяют действующее значение первой гармоники фазного тока якоря $I_{ф1}$.

Определяют н. с. якоря на полюс, А

$$F_a = \frac{m_1\sqrt{2}}{4}\,\frac{w_1\kappa_{об1}}{p}\,I_{ф1} = 1{,}06\,\frac{w_1\kappa_{об1}}{p}\,I_{ф1}.$$

Вычисляют н. с. возбуждения при нагрузке, А

$$F_{\text{вн}} = I_{\text{вн}} w_2.$$

Определяют н. с. при холостом ходе

$$F_{\text{во}} = -F_a \sin\psi_{i1} + \sqrt{(F_a \sin\psi_{i1})^2 + F_{\text{вн}}^2 - F_a^2}$$

и по характеристике холостого хода находят поток Φ_1.

Вычисляют

$$\cos\delta = \frac{I_d L_{\text{к}}}{0,865\Phi_1 w_1 \kappa_{\text{об}1}} + \cos\beta \text{ и } \delta = \arccos(\cos\delta).$$

Если δ значительно (более 0,5—1,0° эл.) отличается от ранее принятого, расчет повторяют.

По формуле (7.8) определяют $E_{\text{ф}1}$.

Находят частоту вращения, об/мин

$$n = \frac{E_{\text{ф}1} \cdot 60}{4,44\Phi_1 p w_1 \kappa_{\text{об}1}}$$

и соответственно скорость локомотива v, км/ч.

Определяют момент на валу M, кгс · м, или тяговое усилие на оси F, кгс (по ранее рассчитанной характеристике к. п. д.)

Аналогично выполняют расчет для всех значений токов сначала полного, а затем и ослабленного возбуждения при других значениях β.

Воздушный зазор, а также допускаемое ослабление возбуждения следует выбирать такими, чтобы двигатель при ослабленном возбуждении мог выдерживать двойную перегрузку. Достаточность н. с. возбуждения по отношению к н. с. якоря проверяют оценкой допустимой перегрузки в ходе электромагнитного расчета. Из конструктивных соображений и из условий удовлетворительной вентиляции воздушный зазор не следует делать менее 5 мм.

Глава 30

ПРИМЕР РАСЧЕТА ВЕНТИЛЬНОГО ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

§ 30.1. Общие замечания и исходные данные

При реальном проектировании приходится рассматривать целый ряд вариантов, поэтому, как и при проектировании двигателя пульсирующего тока, приведенный ниже расчет имеет характер поверочного, с тем чтобы теоретические положения проиллюстрировать количественными результатами. По возможности по ходу расчета даем пояснения, почему решения, отличные от принятых, были бы хуже.

Проектное задание

Номинальный расчетный режим	часовой
Мощность тягового двигателя	$P_2 = P_{\text{ч}} = 1220$ кВт
Тяговое усилие одной оси при среднеизношенных бандажах, не менее	$F_{\text{ч}} = 6350$ кгс
Выпрямленное напряжение	$U_d = 1370$ В
Число фаз обмотки якоря (статора) . . .	$m_1 = 3$
Угол опережения открытия вентилей . . .	$\beta = 40°$ эл.
Напряжение изоляции обмоток двигателя относительно земли	$U_{\text{с}} = 1500$ В
Класс нагревостойкости изоляции обмоток якоря и возбуждения	F
Подвеска	опорно-осевая
Зубчатая передача	двусторонняя, косозубая одноступенчатая; модуль зацепления (нормальный) $m_{\text{н}} = 12$ мм
Диаметр ведущего колеса по кругу катания:	
нового бандажа	$D'_{\text{б}} = 1250$ мм
среднеизношенного бандажа	$D_{\text{б}} = 1200$ »
Расстояние между нижней точкой кожуха зубчатой передачи и головкой рельса (клиренс) при новых бандажах, не менее	$b = 120$ »
Максимальная скорость электровоза . .	$v_{\max} = 110$ км/ч
» окружная скорость ротора, не более	$v_{\text{р}\max} = 100$ м/с
Максимальная частота вращения по условиям работоспособности роторных подшипников, не более	$n_{\max} = 2100$ об/мин
Максимальная частота по условиям работоспособности тиристоров, не более . . .	$f_{\max} = 150$ Гц
Вентиляция	независимая, аксиальная
Расход охлаждающего воздуха	$Q = 120$ м³/мин

Тепловой расчет обмотки статора выполняем для продолжительного режима работы, подбирая соотношение $P_{\text{ч}}$ и P_∞ таким, при котором превышения температур обмотки в часовом и продолжительном режимах были бы одинаковы. Для данного уровня напряжения изоляции, класса и нагревостойкости материала изоляции следует ожидать $I_\infty = (0,91 \div 0,92) I_{\text{ч}}$.

Учитывая то обстоятельство, что ротор — наиболее напряженный узел двигателя, а также возможные отклонения расчета от опыта и возможную необходимость форсировки возбуждения, для повышения перегрузочной способности двигателя, тепловой расчет обмотки ротора (возбуждения) будет выполнен для номинального (часового) тока возбуждения.

Устанавливаем основные исходные данные для электромагнитного расчета.

Задаемся предварительно углом коммутации $\gamma = 18°$ эл. Угол запаса

$$\delta = \beta - \gamma = 40 - 18 = 22° \text{ эл.}$$

Среднее значение выпрямленного тока

$$d = \frac{P_{\text{ч}}}{U_d \eta_{\text{д}}} = \frac{1220 \cdot 10^3}{1370 \cdot 0,938} = 950 \text{ А},$$

где $\eta_{\text{д}} = 0,938$ принят предварительно.

Действующее значение первой гармонической тока одной фазы обмотки якоря (7.5)

$$I_{\text{ф}1}=I_d\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{\nu\gamma}{2}}{\nu^2\frac{\gamma}{2}}=950\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{18^\circ}{2}}{\frac{\pi}{180^\circ}\cdot\frac{18^\circ}{2}}=740\ \text{А}.$$

Угол сдвига первой гармоники тока фазы двигателя относительно противо-э. д. с. фазы обмотки якоря двигателя (7.7)

$$I_{\text{ф}1}\cos\psi_{i1}=0{,}39\,(\cos\beta+\cos\delta)\,I_d=0{,}39\,(\cos 40^\circ+\cos 22^\circ)\,950=627\ \text{А};$$

$$I_{\text{ф}1}\sin\psi_{i1}=0{,}39\frac{\beta-\delta-\sin(\beta-\delta)\cos(\beta+\delta)}{\cos\delta-\cos\beta}I_d=$$

$$=0{,}39\frac{0{,}698-0{,}384-\sin(40^\circ-22^\circ)\cos(40^\circ+22^\circ)}{\cos 22^\circ-\cos 40^\circ}950=391\ \text{А};$$

$$\psi_{i1}=\operatorname{arc\,tg}\frac{I_{\text{ф}1}\sin\psi_{i1}}{I_{\text{ф}1}\cos\psi_{i1}}=\operatorname{arc\,tg}\frac{391}{627}=32{,}1^\circ\ \text{эл.}$$

Приближенная формула (7.6) дает очень близкое к этому значение

$$\psi_{i1}=\frac{\beta+\delta}{2}=\frac{40^\circ+22^\circ}{2}=31^\circ\ \text{эл.}$$

Действующее значение первой гармонической противо-э. д. с. фазы обмотки якоря (7.8) (с учетом активного падения напряжения ~ 1,5%)

$$E_{\text{ф}1}=\frac{0{,}985\,U_d}{1{,}17\,(\cos\beta+\cos\delta)}=\frac{0{,}985\cdot 1370}{1{,}17\,(\cos 40^\circ+\cos 22^\circ)}=680\ \text{В}.$$

Линейная противо-э. д. с. двигателя (7.9)

$$E_{\text{л}}=\sqrt{3}\,E_{\text{ф}1}=\sqrt{3}\cdot 680=1180\ \text{В}.$$

Действующее значение и угол сдвига первой гармонической напряжения фазы обмотки якоря двигателя относительно ее противо-э. д. с. (7.10):

$$U_{\text{ф}1}\sin\psi_{u1}=0{,}4775E_{\text{ф}1}\sin(\beta-\delta)\sin(\beta+\delta)=$$
$$=0{,}4775\cdot 680\sin(40^\circ-22^\circ)\sin(40^\circ+22^\circ)=88{,}5\ \text{В};$$

$$U_{\text{ф}1}\cos\psi_{u1}=E_{\text{ф}1}\{1-0{,}4775\,[\beta-\delta-\sin(\beta-\delta)\cos(\beta+\delta)]\}=$$
$$=680\,\{1-0{,}4775\,[0{,}698-0{,}384-\sin(40^\circ-22^\circ)\cos(40^\circ+22^\circ)]\}=624\ \text{В};$$

$$U_{\text{ф}1}=\sqrt{(U_{\text{ф}1}\sin\psi_{u1})^2+(U_{\text{ф}1}\cos\psi_{u1})^2}=\sqrt{88{,}5^2+624^2}=628\ \text{В};$$

$$\psi_{u1}=\operatorname{arc\,tg}\frac{U_{\text{ф}1}\sin\psi_{u1}}{U_{\text{ф}1}\cos\psi_{u1}}=\operatorname{arc\,tg}\frac{88{,}5}{624}=8{,}1^\circ\ \text{эл}$$

Угол сдвига между первыми гармоническими тока и напряжения фаз обмотки якоря (7.3)

$$\varphi=\psi_{i1}-\psi_{u1}=32{,}1^\circ-8{,}1^\circ=24^\circ\ \text{эл}$$
$$\text{и}\ \cos\varphi=\cos 24^\circ=0{,}9135.$$

По (7.2) проверяем правильность полученных параметров

$$P_{\text{ч}}=P_2=3U_{\text{ф}1}I_{\text{ф}1}\eta_{\text{д}}\cos\varphi=3\cdot 628\cdot 740\cdot 0{,}938\cdot 0{,}9135=1195\ \text{кВт},$$

сходимость хорошая.

В процессе предварительных вариантных расчетов сравнивались 6-полюсное и 8-полюсное исполнения двигателей. Принято $2p = 8$, так как в этом случае двигатель получается меньшей массы за счет меньшей толщины спинок статора и ротора.

Исходя из максимальной частоты вращения по условиям работоспособности роторных подшипников устанавливаем, что наибольшее передаточное число не должно превышать $\mu = 4{,}3$. Испытания ранее выполненных образцов, результаты проведенных предварительно расчетов показали, что для того, чтобы ротор не получался чрезмерно напряженным по механическим, электромагнитным и тепловым нагрузкам, для размещения достаточных обмоток возбуждения и демпферной ротора следует диаметр ротора выбирать относительно большим.

При этом желательно выдержать условие, чтобы статор выполнялся не сегментным, а шихтованным из цельных листов электротехнической стали. Так как наибольший размер листов электротехнической стали 1000 × 2000 мм, то наружный диаметр статора не должен превышать 990 мм.

Однако в нашем случае увеличению размеров машины в поперечном (радиальном) направлении препятствуют такие параметры зубчатой передачи, как централь и клиренс по кожуху зубчатой передачи, и эти ограничения оказываются определяющими, так как они наступают раньше, даже не позволяя полностью использовать возможное передаточное число ($\mu = 4{,}3$) и максимальные размеры листов электротехнической стали (∅ 990 мм).

Из условий минимально возможного клиренса по кожуху зубчатой передачи $b = 120$ мм, наибольший возможный диаметр делительной окружности большого зубчатого колеса

$$D_z=D_{\text{б}}'-2\,(b+\Delta)=1250-2\,(120+24)=962\ \text{мм},$$

где $\Delta = 20 \div 25$ мм — расстояние от нижней наружной стенки кожуха до делительной окружности большого зубчатого колеса.

Торцовый модуль зубчатого зацепления

$$m_s=\frac{m_{\text{н}}}{\cos\alpha}=\frac{12}{\cos 20{,}5^\circ}=12{,}81\ \text{мм},$$

где $\alpha = 20{,}5°$ — угол наклона зуба (обычное его значение 20—24°).

Максимальное число зубьев большого зубчатого колеса

$$\frac{D_z}{m_s}=\frac{962}{12{,}81}=75{,}1,$$

принято $Z = 75$.

Для увеличения централи нужно увеличивать число зубьев шестерни, что приводит к нежелательному уменьшению передаточного числа и увеличению магнитного потока машины. С учетом этого принято:

число зубьев шестерни $z = 19$;

$$\text{передаточное число}\quad \mu=\frac{Z}{z}=\frac{75}{19}=3{,}95;$$

при этом применяем коррекцию, дающую возможно бóльшую раздвижку по централи, примерно $1{,}2\,m_s$.

Централь

$$Ц=\frac{m_s}{2}(Z+z)+1{,}2m_s=\frac{12{,}81}{2}(75+19)+1{,}2\cdot 12{,}81=617{,}5\ \text{мм}.$$

Максимальный внутренний диаметр остова (в расточке)

$$D_j=2\left[Ц-\left(\frac{D_{\text{вкл}}}{2}+\Delta h_j\right)\right]=2\left[617{,}5-\left(\frac{235}{2}+12{,}5\right)\right]=975\ \text{мм},$$

где $D_{вкл} = 235$ мм — наружный диаметр вкладышей моторно-осевых подшипников;

$\Delta h_j = 12{,}5$ мм — минимально допустимая толщина тела остова (в месте расположения вкладышей моторно-осевых подшипников).

Внешний диаметр активного железа статора принимаем на 2 мм меньшим

$$D_a = D_j - 2 = 975 - 2 = 973 \text{ мм}.$$

Скорость локомотива

$$v_ч = \frac{367 P_ч}{F_ч} \eta_з = \frac{367 \cdot 1220}{6350} 0{,}975 = 68{,}8 \text{ км/ч},$$

где $\eta_з = 0{,}975$ — к. п. д. зубчатой передачи.

Частота вращения двигателя

$$n_ч = \frac{5{,}3 \mu v_ч}{D_б} = \frac{5{,}3 \cdot 3{,}95 \cdot 68{,}8}{1{,}2} = 1200 \text{ об/мин}.$$

Вращающий момент на валу двигателя

$$M_ч = 974 \frac{P_ч}{n_ч} = 974 \frac{1220}{1200} = 990 \text{ кгс}\cdot\text{м}.$$

Частота вращения двигателя при максимальной скорости электровоза

$$n_{max} = n_ч \frac{v_{max}}{v_ч} = 1200 \frac{110}{68{,}8} = 1920 \text{ об/мин}.$$

Номинальная частота

$$f_ч = \frac{p n_ч}{60} = \frac{4 \cdot 1200}{60} = 80 \text{ Гц}.$$

Максимальная частота

$$f_{max} = \frac{p n_{max}}{60} = \frac{4 \cdot 1920}{60} = 128 \text{ Гц}.$$

Исходя из вышеизложенных соображений для электромагнитного расчета приняты:

внешний диаметр ротора $D_2 = 740$ мм; внутренний диаметр статора $D_i = 752$ мм;

односторонний воздушный зазор между ротором и статором $\delta = 6{,}0$ мм.

Проверяем максимальную окружную скорость ротора

$$v_{pmax} = \frac{\pi D_2 n_{max}}{60} = \frac{\pi \cdot 0{,}74 \cdot 1920}{60} = 74{,}5 \text{ м/с} < 100 \text{ м/с}.$$

Полюсное деление по внутреннему диаметру статора

$$\tau_1 = \frac{\pi D_i}{2p} = \frac{\pi \cdot 752}{8} = 295 \text{ мм}.$$

§ 30.2. Расчет активного слоя якоря

Условия симметрии обмотки якоря выполняются, если число пазов на полюс и фазу q_1 равно целому числу.

Приняв $q_1 = 4$, находим число пазов статора

$$Z_1 = 2pm_1 q_1 = 2 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 4 = 96.$$

Применяем двухслойную волновую обмотку. Фазная зона, равная π/m, в нашем случае составляет 60° эл. Число эффективных проводников в пазу $S_{п1} = 2$.

Полученный ранее ток фазы $I_{ф1} = 740$ А следует считать относительно невысоким, поэтому можно принять число параллельных ветвей в фазе $a_1 = 1$.

Число витков в фазе

$$w_1 = \frac{Z_1 S_{п1}}{2 m_1 a_1} = \frac{96 \cdot 2}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 32.$$

Параметры обмотки якоря:

шаг по пазам

$$y_{z1} = \frac{Z_1}{2p} = m_1 q_1 = \frac{96}{8} = 3 \cdot 4 = 12;$$

результирующий шаг волновой обмотки переменного тока по пазам

$$y_р = \frac{Z_1}{p} = 2 m_1 q_1 = \frac{96}{4} = 2 \cdot 3 \cdot 4 = 24;$$

первый частичный шаг $y_1 = 10$, второй

$$y_2 = y_р - y_1 = 24 - 10 = 14.$$

При этом относительный шаг обмотки [98]

$$\beta = \frac{y_1}{y_{z1}} = \frac{y_1}{m_1 q_1} = \frac{10}{12} = 0{,}833.$$

Соединение фаз обмотки якоря в звезду позволяет устранить третью и кратные трем пространственные гармонические э. д. с. При сокращении шага обмотки $\beta = 0{,}833$ получаем относительно наименьшее процентное содержание в кривой э. д. с. одновременно гармонических 5-го и 7-го порядков при достаточно высоком коэффициенте сокращения шага обмотки для основной (первой) гармонической э. д. с.

$$\kappa_{y1} = \sin \beta \frac{\pi}{2} = \sin (0{,}833 \cdot 90°) = \sin 75° = 0{,}966.$$

Коэффициент распределения первой гармонической обмотки

$$\kappa_{р1} = \frac{\sin \dfrac{\pi}{2m_1}}{q_1 \sin \dfrac{\pi}{2 m_1 q_1}} = \frac{\sin \dfrac{\pi}{2 \cdot 3}}{4 \sin \dfrac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 4}} = 0{,}957.$$

Для снижения содержания зубцовых гармонических в кривой противо-э. д. с. вводим скос пазов статора на одно пазовое деление.

Коэффициент скоса пазов для первой гармонической:

$$\kappa_{t\nu} = \frac{\sin \dfrac{\nu t_1}{\tau_1} \cdot \dfrac{\pi}{2}}{\dfrac{\nu t_1}{\tau_1} \cdot \dfrac{\pi}{2}}; \quad \kappa_{t1} = \frac{\sin \dfrac{t_1}{\tau_1} \cdot \dfrac{\pi}{2}}{\dfrac{t_1}{\tau_1} \cdot \dfrac{\pi}{2}} = \frac{\sin \dfrac{24{,}6}{295} \cdot \dfrac{\pi}{2}}{\dfrac{24{,}6}{295} \cdot \dfrac{\pi}{2}} = 0{,}997,$$

где $t_1 = \dfrac{\pi D_i}{Z_1} = \dfrac{\pi \cdot 752}{96} = 24{,}6$ мм — пазовый шаг по внутреннему диаметру статора.

Обмоточный коэффициент для первой гармонической обмотки якоря

$$\kappa_{об1} = \kappa_{y1} \kappa_{p1} \kappa_{t1} = 0,966 \cdot 0,957 \cdot 0,997 = 0,922.$$

Размеры проводников обмотки определяют размеры пазов и геометрию зубцов якоря, а последние в свою очередь при расчете магнитной цепи приходится увязывать с длиной пакета сердечника якоря и другими размерами магнитной цепи, так как все они вместе определяют размеры машины.

Сделанная предварительно оценка добавочных потерь в меди обмотки якоря показала, что высоту элементарного проводника не следует брать более 4,0 мм.

По ГОСТ 434—71 выбираем элементарный проводник

$$h_{пр} \times b_{пр} = 3,15 \times 9,5 \text{ сечением } 29,38 \text{ мм}^2.$$

Каждый эффективный проводник делаем состоящим по высоте из пяти элементарных. Сечение одного эффективного проводника

$$q_{a1} = 29,38 \cdot 5 = 146,9 \text{ мм}^2.$$

Плотность тока в обмотке статора

$$j_{a1} = \frac{I_{ф1}}{a_1 q_{a1}} = \frac{740}{1 \cdot 146,9} = 5,04 \text{ А/мм}^2.$$

Линейная нагрузка якоря

$$A_1 = \frac{I_{ф1} S_{п1} Z_1}{\pi D_i} = \frac{740 \cdot 2 \cdot 96}{\pi \cdot 75,2} = 602 \text{ А/см}.$$

Тепловой фактор якоря

$$A_1 j_{a1} = 602 \cdot 5,04 = 3030.$$

Амплитуда основной волны первой гармонической н. с. якоря трехфазной машины при симметричной нагрузке с фазным током $I_{ф1}$ на один полюс равна [23]

$$F_{a\max} = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 \kappa_{об1}}{p} I_{ф1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{w_1 \kappa_{об1}}{p} I_{ф1} = 1,35 \times$$
$$\times \frac{32 \cdot 0,922}{4} 740 = 7410 \text{ А}.$$

В практике расчета турбогенераторов (а проектируемый нами двигатель более всего приближается именно к этому типу синхронных неявнополюсных электрических машин) принято исходить не из амплитудного значения первой гармонической н. с. якоря, а из н. с. якоря по прямоугольной волне, которая в $\frac{4}{\pi}$ раза меньше, что в заводской практике несколько уменьшает число операций при расчетах.

Формула для н. с. якоря по прямоугольной волне получается после следующих несложных преобразований предыдущей формулы

$$F_{a\max} = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 \kappa_{об1}}{p} I_{ф1} = \frac{4}{4} \cdot \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 \kappa_{об1}}{p} I_{ф1} = \frac{4}{\pi} F_a;$$

н. с. якоря по прямоугольной волне

$$F_a = \frac{m_1 \sqrt{2}}{4} \cdot \frac{w_1 \kappa_{об1}}{p} I_{ф1} = 1,06 \frac{w_1 \kappa_{об1}}{p} I_{ф1} = \frac{3\sqrt{2}}{4} \cdot \frac{35 \cdot 0,922}{4} 740 = 5820 \text{ А}.$$

Заполнение паза якоря (рис. 7.2). Чтобы не было электрических соединений между элементарными проводниками одного эффективного проводника, 2-й и 4-й проводники изолируют витковой изоляцией.

Ширина паза, мм

Медь	9,50
Витковая изоляция *2* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, один слой встык 0,11×2×1	0,22
Корпусная изоляция *3* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, пять слоев вполуперекрышу 0,11×2×2×5	2,20
Покровная изоляция *4* — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×2×1	0,20
Зазор на укладку	0,28
Ширина паза в свету $b_п$	12,40
» » в штампе $b'_п = b_п + 0,2 = 12,4 + 0,2$	12,6

Высота паза, мм

Медь 3,15×10	31,50
Витковая изоляция *2* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, один слой встык, 2-й и 4-й проводники, 0,11×2×4	0,88
Корпусная изоляция двух пакетов *3* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, пять слоев вполуперекрышу 0,11×2×2×5×2	4,40
Покровная изоляция *4* двух пакетов — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык 0,1×2×2	0,40
Прокладки *1*, *5* и *6* размером 0,5×3	1,50
Зазор на укладку	0,12
Клин *7* толщиной	3,00
Высота паза в свету h_z	41,80
» » в штампе $h'_z = h_z + 0,1 = 41,8 + 0,1$	41,90

Геометрия зубца статора (рис. 7.3). Зубцовый шаг по внутреннему диаметру статора

$$t_1 = \frac{\pi D_i}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 752}{96} = 24,6 \text{ мм}.$$

Ширина головки зубца (в штампе)

$$b_{z1} = t_1 - b'_п = t - (b_п + 0,2) = 24,6 - 12,6 = 12,0 \text{ мм}.$$

Зубцовый шаг по дну пазов

$$t'_1 = \frac{\pi (D_i + 2h'_z)}{Z_1} = \frac{\pi (752 + 2 \cdot 41,9)}{96} = 27,4 \text{ мм}.$$

Ширина зубца у основания (в штампе)

$$b'_{z1} = t'_1 - b'_п = t'_1 - (b_п + 0,2) = 27,4 - 12,6 = 14,8 \text{ мм}.$$

Зубцовый шаг в расчетном сечении

$$t_{1\,(1/3)} = \frac{\pi\left(D_i + \frac{2}{3} h'_z\right)}{Z_1} + \frac{\pi\left(752 + \frac{2}{3} 41,9\right)}{96} = 25,5 \text{ мм}.$$

Ширина зубца расчетная с учетом штамповки

$$b_{1\,(1/3)} = t_{1\,(1/3)} - b'_п = t_{1\,(1/3)} - (b_п + 0,2) = 25,5 - 12,6 = 12,9 \text{ мм}.$$

При расчете магнитного сечения зубцового слоя статора в качестве расчетного принимаем сечение на высоте $^1/_3$ от узкого основания зубца. Расчет по этому методу по сравнению с более точными методами дает небольшой полезный запас намагничивающей силы обмотки возбуждения.

Коэффициент формы зубца статора

$$\kappa_{z1} = \frac{t_{1\,(1/3)}}{0{,}94 b_{1\,(1/3)}} - 1 = \frac{25{,}5}{0{,}94 \cdot 12{,}9} - 1 = 1{,}1,$$

где 0,94 — коэффициент заполнения сталью сердечника статора.

Геометрия катушки якоря. Для того чтобы в процессе проектирования оценивать размеры и компоновку машины в продольном направлении, необходимо делать расчет лобовых частей обмотки. В статоре применяют волновую обмотку, пайку соседних секций производят в передних лобовых частях. Окончательные, точные размеры лобовых частей определятся из геометрического расчета катушки обмотки при выполнении рабочих чертежей двигателя. Предварительно же вылеты лобовых частей могут быть рассчитаны следующим способом.

На рис. 7.4, *а* схематически показана развертка секции обмотки. Здесь (см. также § 7.4):

$a = 28$ мм — прямолинейный участок катушки при выходе из паза (с учетом радиуса изгиба), принимается в зависимости от напряжения относительно земли (корпуса);

$c = 7$ мм — прямолинейный участок у головок;

$$d = r + h_{\text{кат}} \approx r + \frac{h_z}{2} = 5 + \frac{41{,}8}{2} = 25{,}9 \approx 26 \text{ мм} —$$

размер головки катушки (r = 5 мм — внутренний радиус изгиба головки);

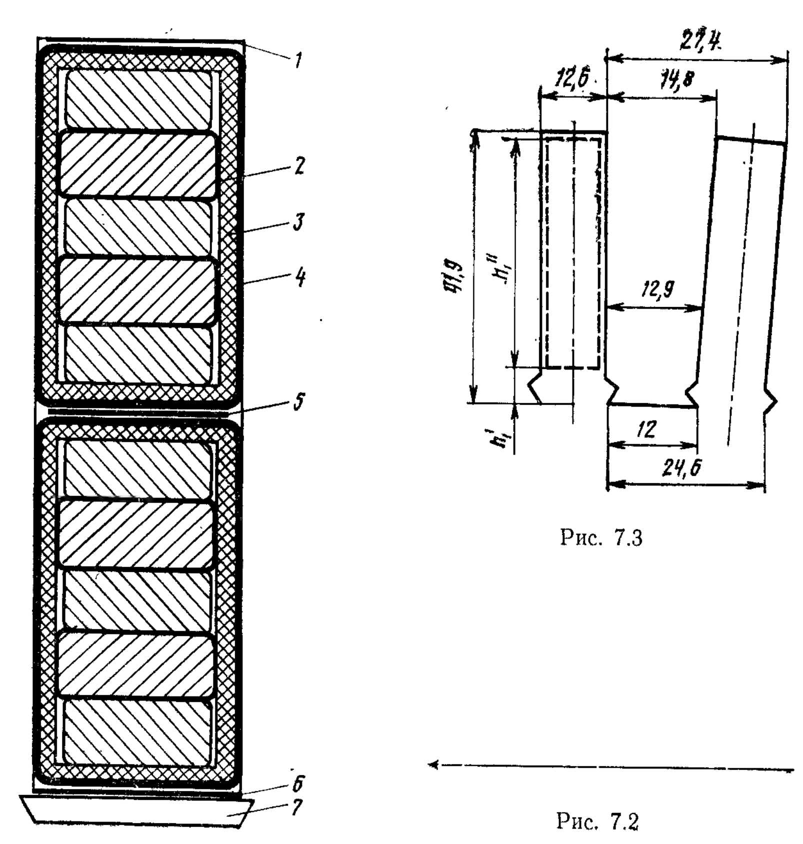
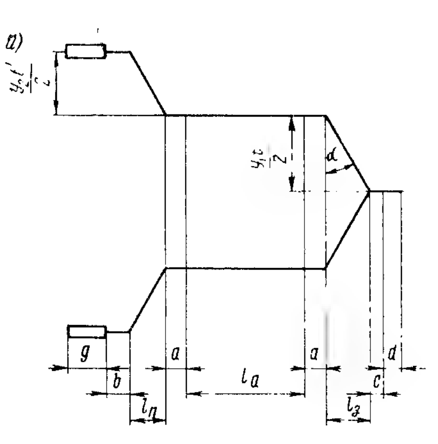


Рис. 7.3

Рис. 7.2



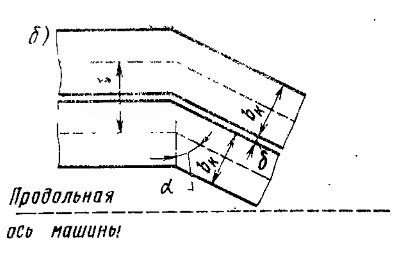


Рис. 7.4

$b = 15$ мм — прямолинейный участок проводников перед пайкой;

g — длина участка пайки:

$$g = \frac{I_{\text{ф1}}}{2 n_{\text{эл}} b_{\text{пр}} j} = \frac{740}{2 \cdot 5 \cdot 9{,}5 \cdot 0{,}25} = 31{,}2 \text{ мм},$$

где $n_{\text{эл}} = 5$ — число элементарных проводников в эффективном проводнике;

$b_{\text{пр}} = 9{,}5$ мм — ширина проводника;

$j = 0{,}25$ А/мм² — допускаемая плотность тока в спаивающем слое.

Принимаем g = 33 мм.

Определяем угол α (рис. 7.4, *б*), под которым расположены наклонные части катушек,

$$\sin\alpha = \frac{b_к + \delta}{t'} = \frac{12{,}4 + 0{,}5}{24{,}8} = 0{,}521; \quad \alpha = 31^\circ 24'.$$

Здесь $\delta = 0{,}5$ мм — наименьший зазор между соседними катушками;

$b_к \simeq b_п = 12{,}4$ мм — толщина катушки в пазовой части (может быть принята равной ширине паза в свету);

t' — зубцовый шаг по наименьшему диаметру укладки катушек обмотки якоря ($h_{\text{кл1}}$ = 3,0 мм — толщина клина паза статора);

$$t' = \frac{\pi (D_i + 2h_{\text{кл1}})}{Z_1} = \frac{\pi (752 + 2 \cdot 3)}{96} = 24{,}8 \text{ мм}.$$

Следовательно, проекции (вылеты) косых, наклонных участков, переднего $l_п$ и заднего $l_з$, на продольную ось двигателя будут (см. рис. 7.4, *а*)

$$l_п = \frac{y_2}{2} t' \operatorname{tg}\alpha = \frac{14}{2} 24{,}8 \operatorname{tg} 31^\circ 24' \approx 106 \text{ мм};$$

$$l_з = \frac{y_1}{2} t' \operatorname{tg}\alpha = \frac{10}{2} 24{,}8 \operatorname{tg} 31^\circ 24' = 75{,}6 \approx 76 \text{ мм}.$$

Полные передний и задний вылеты лобовых частей обмотки соответственно

$$l_{\text{вп}} = a + l_п + b + g = 28 + 106 + 15 + 33 = 182 \text{ мм};$$

$$l_{\text{вз}} = a + l_з + c + d = 28 + 76 + 7 + 26 = 137 \text{ мм}.$$

Суммарная длина лобовых вылетов обмотки якоря

$$L_{\text{лоб1}} = l_{\text{вп}} + l_{\text{вз}} = 182 + 137 = 319 \text{ мм}.$$

Для расчета массы меди обмотки, а также ее сопротивления нужно определить среднюю длину витка, которая может быть выражена

$$l_{w1}=2\,(l_{s1}+l_a),$$

где l_{s1} — длина лобовой части полувитка, приближенно может быть определена следующим способом.

Предварительно отметим, что верхняя и нижняя стороны катушки расположены на разных диаметрах, поэтому зубцовый шаг и угол наклона теперь будем измерять на диаметре, проходящем через середину паза:

зубцовый шаг

$$t''=\frac{\pi\,(D_i+h_z)}{Z_1}=\frac{\pi\,(752+41,8)}{96}=26,0 \text{ мм};$$

угол наклона

$$\alpha'=\arcsin\left(\frac{b_к+\delta'}{t''}\right)=\arcsin\left(\frac{12,4+0,53}{26}\right)=29^\circ\,54'.$$

Длины переднего и заднего наклонных участков соответственно равны:

$$L_п=\frac{l_п}{\sin\alpha'}=\frac{y_2}{2\sin\alpha'}\,t''\operatorname{tg}\alpha'=\frac{y_2}{2\cos\alpha'}\,t''=\frac{14\cdot 26,0}{2\cos 29^\circ\,54'}=210 \text{ мм};$$

$$L_з=\frac{l_з}{\sin\alpha'}=\frac{y_1}{2\sin\alpha'}\,t''\operatorname{tg}\alpha'=\frac{y_1}{2\cos\alpha'}\,t''=\frac{10\cdot 26,0}{2\cos 29^\circ\,54'}=150 \text{ мм},$$

а длина лобовой части полувитка

$$l_{s1}=g+b+L_п+a+a+L_з+c+\pi d/2=33+15+210+28+28+150+7+\pi 26/2=$$
$$=509,8\approx 510 \text{ мм}.$$

Здесь $\pi d/2$ — длина участка катушки в головке, может приближенно приниматься равной высоте паза.

Итак, средняя длина витка получается равной

$$l_{w1}=2\,(l_{s1}+l_a)=2\,(510+440)=1900 \text{ мм},$$

где l_a = 440 мм — длина сердечника статора (определение l_a см. § 30.4).

Так как область работы проектируемого двигателя характеризуется высокими частотами, в качестве материала для сердечника статора применяем трансформаторную сталь марки Э43 толщиной 0,5 мм по ГОСТ 802—58.

§ 30.3 Расчет активного слоя ротора

Число пазов ротора выбирают [71] обычно несколько меньшим, чем число пазов статора, так как в противном случае получается чрезмерно ослабленное сечение ножки зубца ротора.

Для лучшего электромагнитного использования и для получения синусоидальной формы кривой магнитной индукции при холостом ходе под пазы с уложенной в них обмоткой занимают часть окружности ротора (обмотанная часть), оставляя необмотанную часть — большой зубец — по оси полюса. Обмотка однослойная, укладывается концентрически. Для производства удобнее, когда все пазы имеют одинаковую глубину h_{z2} и одинаковый шаг t_2. Если обозначать Z_0 число всех пазовых делений по окружности ротора и число обмотанных пазов ротора Z_2, то доля обмотанной части ротора от всей окружности составит

$$\gamma=Z_2/Z_0,$$

а необмотанная часть займет $(1-\gamma)$ окружности ротора.

Принимаем γ = 0,75, при этом значении имеем хорошее использование ротора в электромагнитном отношении и достаточную чистоту формы э. д. с., так как 3; 5 и 7-я гармонические оказываются сильно ослабленными.

Число катушек на один полюс может быть целым, как минимум — одна катушка, а так как каждая катушка имеет две стороны, каждая из которых занимает один паз, то наименьшее число пазов на один полюс — два. Таким образом, число катушек обмотки ротора на всю машину должно быть кратным числу полюсов $2p=8$, а число пазов ротора на всю машину—удвоенному числу полюсов $2\cdot 2p=16$, т. е. число катушек может быть 8; 16; 24; 32; 40; ..., а число пазов Z_2 — соответственно 16; 32; 48; 64; 80; ... . При малом числе пазов получится чрезмерный объем тока в пазу, при большом числе пазов будет затруднение с размещением стержней демпферной обмотки в зубцах между пазами обмотки возбуждения из-за малого зубцового шага. Исходя из этого принято число обмотанных пазов ротора $Z_2=48$.

Число зубцовых делений, равное суммарному числу демпферных стержней и демпферных клиньев на машину,

$$Z_0=\frac{Z_2}{\gamma}=\frac{48}{0,75}=64.$$

Следовательно, имеем:

полное число катушек обмотки возбуждения на всю машину $Z_2/2=24$;

число обмотанных пазов на полюс $Z_2/2p=48/8=6$;

число катушек на полюс $q_2=Z_2/4p=48/4\cdot 4=3$.

Число параллельных ветвей обмотки ротора принимаем равным $a_2=1$, все катушки соединяются последовательно, при этом ток возбуждения не должен превышать $I_в\leqslant 200\div 250$ А, что выполняется (см. ниже расчет н. с. возбуждения при нагрузке), если принять число витков обмотки возбуждения на полюс $w_2=54$.

Тогда число последовательно соединенных витков в катушке, равное числу проводников в пазу,

$$S_{п2}=w_2/q_2=54/3=18.$$

Каждому пазу [71] с условно положительным направлением тока будет соответствовать отстоящий от него на полюсное деление паз с отрицательным направлением тока, поэтому можно считать, что все катушки обмотки возбуждения имеют диаметральный шаг. Каждая катушка с таким шагом создаст в воздушном зазоре н. с. прямоугольной формы с основанием τ и высотой $I_в S_{п2}/a_2$. Симметричная прямоугольная волна н. с. катушки может быть разложена в ряд Фурье (на нечетные гармонические составляющие). Оценим влияние 3; 5; 7; 9 и 11-й гармонических. Поскольку рассматриваемая катушка имеет диаметральный шаг, то обмоточный коэффициент будет равен коэффициенту распределения с зоной $\pi\gamma^\circ$ эл. и выразится в общем случае формулой

$$\kappa_{об2_\nu}=\frac{2p\sin\dfrac{\pi\nu}{2}\gamma}{Z_2\sin\dfrac{\pi\nu p}{Z_0}}, \qquad (7.14)$$

где ν — порядок гармонической.

Для основной гармонической обмотки возбуждения имеем

$$\kappa_{об2}=\frac{2p\sin\dfrac{\pi}{2}\gamma}{Z_2\sin\dfrac{\pi p}{Z_0}}=\frac{8\sin(0,75\cdot 90^\circ)}{48\sin\left(\dfrac{4\cdot 180^\circ}{64}\right)}=0,788;$$

для 3-й

$$\kappa_{\text{об2}\,3}=\frac{8\sin\left(\frac{\pi}{2}3\cdot 0,75\right)}{48\sin\left(\frac{\pi\cdot 3\cdot 4}{64}\right)}=-0,115;$$

для 5-й

$$\kappa_{\text{об2}\,5}=\frac{8\sin\left(\frac{\pi}{2}5\cdot 0,75\right)}{48\sin\left(\frac{\pi\cdot 5\cdot 4}{64}\right)}=-0,0769;$$

для 7-й

$$\kappa_{\text{об2}\,7}=\frac{8\sin\left(\frac{\pi}{2}7\cdot 0,75\right)}{48\sin\left(\frac{\pi\cdot 7\cdot 4}{64}\right)}=0,1575;$$

для 9-й

$$\kappa_{\text{об2}\,9}=\frac{8\sin\left(\frac{\pi}{2}9\cdot 0,75\right)}{48\sin\left(\frac{\pi\cdot 9\cdot 4}{64}\right)}=-0,1575;$$

для 11-й

$$\kappa_{\text{об2}\,11}=\frac{8\sin\left(\frac{\pi}{2}11\cdot 0,75\right)}{48\sin\left(\frac{\pi\cdot 11\cdot 4}{64}\right)}=0,0769.$$

Пренебрегая влиянием пазов, создающих некоторую ступенчатость в кривой н. с., можно считать, что суммарная н. с. возбуждения всех катушек одного полюса распределяется по окружности цилиндрического ротора с неявными полюсами по закону трапеции. Так как в этом случае амплитуда гармонической порядка ν равна $1/\nu^2$ амплитуды основной гармонической, то с учетом обмоточных коэффициентов влияние гармонической порядка ν по отношению к 1-й гармонической может быть оценено выражением $\frac{1}{\nu^2}\cdot\frac{\kappa_{\text{об2}\nu}}{\kappa_{\text{об2}}}$.

Для $\nu=3$ имеем $\frac{1}{\nu^2}\cdot\frac{\kappa_{\text{об2}\nu}}{\kappa_{\text{об2}}}=\frac{1}{3^2}\cdot\frac{0,155}{0,788}=0,0163;$

для $\nu=5$ $\frac{1}{\nu^2}\cdot\frac{\kappa_{\text{об2}\nu}}{\kappa_{\text{об2}}}=\frac{1}{5^2}\cdot\frac{0,0769}{0,788}=0,0039;$

для $\nu=7$ $\frac{1}{\nu^2}\cdot\frac{\kappa_{\text{об2}\nu}}{\kappa_{\text{об2}}}=\frac{1}{7^2}\cdot\frac{0,1575}{0,788}=0,0041;$

для $\nu=9$ $\frac{1}{\nu^2}\cdot\frac{\kappa_{\text{об2}\nu}}{\kappa_{\text{об2}}}=\frac{1}{9^2}\cdot\frac{0,1575}{0,788}=0,0025;$

для $\nu=11$ $\frac{1}{\nu^2}\cdot\frac{\kappa_{\text{об2}\nu}}{\kappa_{\text{об2}}}=\frac{1}{11^2}\cdot\frac{0,0769}{0,788}=0,00081.$

Как видим, влияние наиболее проявляющейся 3-й гармонической менее 2%. Влияние остальных — слабее. Коэффициент формы поля возбуждения, выражающий отношение амплитуды индукции основной волны к действительному максимальному значению индукции поля возбуждения, определяемый по известной [98] формуле $\kappa_f=\frac{8\sin\frac{\gamma\pi}{2}}{\pi^2\gamma}$, в нашем случае равен

$$\kappa_f=\frac{8\sin\left(0,75\frac{\pi}{2}\right)}{\pi^2\cdot 0,75}=1,0.$$

Коэффициент приведения н. с. якоря к н. с. обмотки возбуждения, позволяющий выразить н. с. якоря в масштабе н. с. возбуждения,

$$\kappa_a=\frac{1}{\kappa_f}=\frac{\pi^2\gamma}{8\sin\frac{\gamma\pi}{2}},$$

в нашем случае также $\kappa_a=1$. Следовательно, н. с. возбуждения $F_{\text{в}a}$, эквивалентная заданной н. с. якоря F_a, выразится

$$F_{\text{в}a}=\kappa_a F_a=F_a=5820\ \text{А},$$

Особенности геометрии ротора. Если пазовые клинья, крепящие обмотку возбуждения, и демпферные стержни расположены по окружности ротора, то между соседними пазовым клином и демпферным стержнем образуется очень узкая перемычка, в которой возникают чрезмерные механические напряжения. Поэтому располагаем пазовые клинья на меньшем диаметре, искусственно увеличивая на 12—13 мм глубину паза. Образующиеся при этом надпазовые каналы повышают эффективность вентиляции и охлаждения, способствуя существенному снижению нагрева обмотки возбуждения, так как все «медные» и «стальные» потери возникают на периферии ротора. В то же время эффективность аксиальных вентиляционных каналов здесь незначительна, в отличие от машин постоянного и пульсирующего тока, в которых аксиальные вентиляционные каналы располагались именно там—в спинке (ярме) сердечника якоря, где возникают большие потери в стали из-за перемагничивания.

Поскольку обмотка ротора возбуждается постоянным током, в спинке ротора отсутствуют потери на гистерезис и вихревые токи, принимаем лишь один ряд аксиальных вентиляционных каналов $n_{\text{к}}=1$, $m_{\text{к}}=24$, диаметр $d_{\text{к}}=28$ мм.

Заполнение паза ротора (рис. 7.5). Так как для обмотки возбуждения требуется, как правило, низковольтный источник питания (до 100 В), то изоляция ее по сравнению с изоляцией обмотки статора может быть существенно ослаблена.

Каждая катушка состоит из 18 витков, в каждом пазу находится одна сторона катушки, в которой по высоте паза в один ряд расположены $S_{\text{п}2}=18$ проводников.

По ГОСТ 7019—71 выбираем проводник с изоляцией ПСДК. Размер проводника $h_{\text{пр}}\times b_{\text{пр}}=4,5\times 8,0$ без изоляции и $4,94\times 8,4$ с изоляцией, сечение $q_{a2}=35,14$ мм².

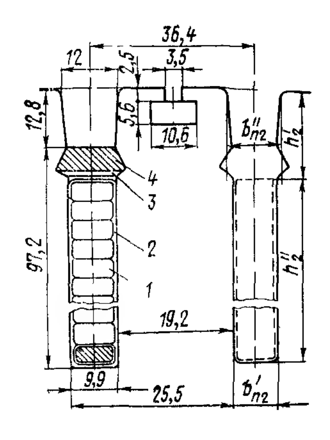


Рис. 7.5

Ширина паза, мм

Медь с собственной изоляцией ПСДК *1*	8,4
Пазовая изоляция *2* — стеклопластовая гильза 0,5×2 . . .	1,0
Зазор на укладку	0,3
Ширина паза в свету $b_{п2}$	9,7
» » » штампе $b'_{п2}=b_{п2}+0,2=9,7+0,2$	9,9

Для облегчения укладки катушки увеличиваем ширину паза на внешнем диаметре ротора до $b''_{п2}=12$ мм и округляем коронки зубцов.

Высота, мм

Медь с собственной изоляцией ПСДК *1*, 4,94×18	88,92
Пазовая изоляция *2* — стеклопластовая гильза толщиной 0,5 мм вверху паза внахлест, 0,5×3	1,50
Изоляционная прокладка под клин *3*	0,50
Клин *4*	6,00
Зазор на укладку	0,15
Высота паза в свету h_{z2}	97,07
Высота паза в штампе (для размещения катушки обмотки возбуждения) $h'_{z2}=h_{z2}+0,13$	97,2
Полная высота паза в штампе с учетом подпазового канала высотой 12,8 мм $h''_{z2}=h'_{z2}+12,8=97,2+12,8$	110,0

Ввиду большой высоты зазор на укладку (0,15 мм) и припуск на штамповку (0,13 мм) приняты несколько увеличенными.

Геометрия зубца ротора (см. рис. 7.5). Зубцовый шаг по внешнему диаметру ротора $t_2 \dfrac{\pi D_2}{Z_0}=\dfrac{\pi\cdot 740}{64}=36,4$ мм. Ширина головки зубца (в штампе) $b_{z2}=t_2-b''_{п2}=36,4-12,0=24,4$ мм.

В связи с большой высотой и переменным сечением зубца ротора мысленно делим его по высоте на две части и рассчитываем магнитное напряжение для одной половины по индукциям в сечении на высоте 0,2 глубины паза, а для другой половины — по индукциям в сечении на высоте 0,7 глубины паза, считая от его дна [71].

Зубцовый шаг на высоте 0,2 h''_{z2}

$$t_{2\,(0,2)}=\frac{\pi\,(D_2-1,6\,h''_{z2})}{Z_0}=\frac{\pi\,(740-1,6\cdot 110)}{64}=27,7 \text{ мм}.$$

Ширина зубца на высоте $0,2h''_{z2}$

$$b_{z2(0,2)}=t_{2(0,2)}-b'_{п2}=27,7-9,9=17,8 \text{ мм}.$$

Коэффициент формы зубца ротора в этом сечении

$$\kappa_{z2\,(0,2)}=\frac{t_{2\,(0,2)}}{0,97b_{z2\,(0,2)}}-1=\frac{27,7}{0,97\cdot 17,8}-1=0,605.$$

Зубцовый шаг на высоте 0,7 h''_{z2}

$$t_{2\,(0,7)}=\frac{\pi\,(D_2-0,6h''_{z2})}{Z_0}=\frac{\pi\,(740-0,6\cdot 110)}{64}=33,1 \text{ мм}.$$

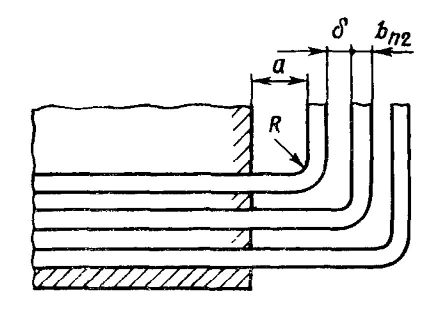
Ширина зубца на высоте 0,7 h''_{z2}

$$b_{z2\,(0,7)}=t_{2\,(0,7)}-b'_{п2}=33,1-9,9=23,2 \text{ мм}.$$

Коэффициент формы зубца ротора в этом сечении

$$\kappa_{z2\,(0,7)}=\frac{t_{2\,(0,7)}}{0,97b_{z2\,(0,7)}}-1=\frac{33,1}{0,97\cdot 23,2}-1=0,47.$$

Здесь 0,97 — коэффициент заполнения сталью сердечника ротора (листы ротора не лакируют).



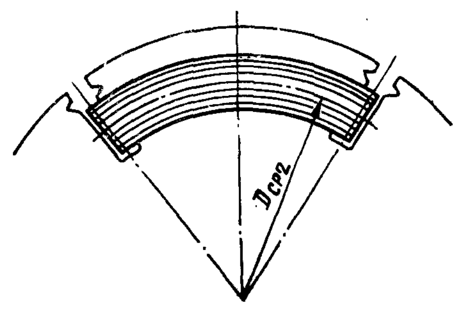


Рис. 7.6

Геометрия катушки ротора. Определим вылеты лобовых частей и среднюю длину витка обмотки ротора. На рис. 7.6 схематически показано расположение катушек обмотки одного полюса ротора. Здесь:

R — радиус изгиба катушки; при применении голой меди должен быть не менее ширины проводника; если, как в нашем случае, применяется проводник с собственной изоляцией, то $R \geq 30$ мм, чтобы при изгибе не повреждалась изоляция;

a — расстояние торцового лобового участка наименьшей внутренней катушки от края сердечника ротора; $a=13+R=13+32=45$ мм (где 13 мм — наименьший для самого низкого напряжения по отношению к корпусу прямолинейный участок катушки при выходе из паза);

δ — расстояние между торцовыми лобовыми участками соседних катушек, для удобства укладки в пазы проводников катушки его следует принимать не менее ширины катушки (паза); $\delta\simeq b_{п2}=9,7$ мм.

Ширина катушки может приниматься равной ширине паза: $b_к\simeq b_{п2}=9,7$ мм.

Суммарная длина обоих лобовых вылетов обмотки ротора по наиболее широкой внешней катушке выразится

$$L_{лоб2}=2\,[a+b_{п2}q_2+\delta\,(q_2-1)]=2\,[45+9,7\cdot 3+9,7\,(3-1)]=187 \text{ мм}.$$

Среднюю длину витка обмотки ротора определяем для средней катушки. Длина лобовой части полувитка средней катушки

$$l_{s2}\simeq 2a+b_{п2}\,q_2+\delta\,(q_2-1)+\frac{\pi D_{ср2}}{2p}\,(1-0,5\,\gamma)-0,86R=$$

$$=2\cdot 45+9,7\cdot 3+9,7\,(3-1)+\frac{\pi\,(740-110)}{2\cdot 4}\,(1-0,5\cdot 0,75)-$$

$$-0,86\cdot 32=266 \text{ мм}.$$

Здесь $1-0,5\gamma$ — часть полюсного деления в относительных единицах, занимаемая торцовым участком лобовой части средней катушки;

$\dfrac{\pi D_{ср2}}{2p}\,(1-0,5\gamma)=\dfrac{\pi\,(D_2-h''_{z2})}{2p}\,(1-0,5\gamma)$ — развернутая длина торцового участка лобовой части средней катушки, взятая по диаметру $D_{ср2}$, проходящему через середины высот пазов; $0,86\,R$ — учитывает уменьшение длины полувитка за счет скруглений при изгибе катушки.

Итак, средняя длина витка обмотки ротора

$$l_{w2}=2\,(l_{s2}+l_2)=2\,(266+440)=1412 \text{ мм},$$

где $l_2=440$ мм — длина сердечника ротора (определение l_2 см. § 30.4).

Так как обмотка ротора питается постоянным током, можно было бы выполнять ротор массивным, например из поковки, и фрезеровать пазы. Однако технологически удобнее штамповать их. Поэтому ротор шихтуем, набираем из листов Ст. 2 толщиной 1,0 мм. При этом снижаются поверхностные потери в роторе от высших гармонических обмотки якоря и от зубчатости статора.

Данные демпферной обмотки. Для сглаживания, облегчения протекания процесса коммутации токов в короткозамкнутых фазах обмотки якоря применяется демпферная обмотка, выполненная из медных стержней в виде короткозамкнутой клетки на роторе. Стержни располагают равномерно по окружности ротора, в обмотанной части—между пазами обмотки возбуждения. Следовательно, число всех демпферных стержней равно Z_0, число стержней на полюс равно $Z_0/2p$. В процессе проектирования первых вентильных двигателей обнаружились трудности при выборе сечения и с размещением стержней демпферной обмотки: в узких и высоких стержнях возникают большие дополнительные потери и из-за вытеснения тока снижается эффект их действия; для размещения же широких стержней малой высоты недостаточно места по ширине зубца ротора.

В нашем случае выполняем демпферную систему из стержней двух сечений. По поперечной оси главного потока (возбуждения) в малых (узких) зубцах, между пазами обмотки возбуждения располагаем стержни (по пять на полюс, $n_{22} = 5$) из медной проволоки по ГОСТ 434—71 высотой $h_{22} = 5{,}6$ мм, шириной $b_{22} = 10{,}6$ мм, сечением $q_{22} = 58{,}5$ мм²; размеры шлица: ширина $b_0 = 3{,}5$ мм, высота (глубина) $h_0 = 2{,}5$ мм. По этой оси демпфирующее действие усиливается проводниками обмотки возбуждения. По продольной оси главного потока в большом зубце (где отсутствуют проводники обмотки возбуждения) для усиления демпфирующего действия размещаем по три ($n_{33} = 3$) массивных медных демпферных клина высотой (толщиной) $h_{33} = 6{,}0$ мм, шириной шлица $b_{33} = 11{,}0$ мм, сечением $q_{33} \approx 80$ мм², с шагом $t_3 = 27{,}5$ мм. По торцам ротора все демпферные стержни и клинья приваривают к медным 3-миллиметровым листам. Суммарное сечение всех демпферных стержней и клиньев должно составлять не менее 12—15% сечения всех проводников обмотки статора.

В нашем случае имеем

$$\frac{2p\,(q_{22}\,n_{22}+q_{33}\,n_{33})}{q_{a1}\,S_{\text{п}1}\,Z_1}=\frac{8(58{,}5\cdot 5+80\cdot 3)}{146{,}9\cdot 2\cdot 96}=0{,}151.$$

§ 30.4. Расчет магнитной цепи

Исходные допущения и предпосылки. Магнитную цепь при холостом ходе рассчитывают, пользуясь методом приведения неявнополюсной синхронной машины с распределенной н. с. ротора к эквивалентной явнополюсной машине с сосредоточенной обмоткой возбуждения, для которой все участки магнитопровода соединены последовательно, а индукция, рассчитанная для одного сечения каждого из этих участков, принимается постоянной по всей длине участка.

Приведение состоит в том, что основная гармоническая потока при холостом ходе, создаваемого распределенной н. с., замещается потоком прямоугольной формы, соответствующим сосредоточенной н. с. Прямоугольная волна выбирается таким образом, чтобы площадь ее была равновелика площади основной гармонической, а высота, определяемая индукцией в воздушном зазоре, была равна амплитуде первой гармонической. Тогда полюсное деление эквивалентной машины $\tau_э$, равное основанию прямоугольной волны, определим из выражения

$$\frac{2}{\pi}\,B_1\,\tau=\frac{2}{\pi}\,B_1\,\frac{\pi D}{2p},$$

где $\tau = \dfrac{\pi D}{2p}$ — полюсное деление реальной машины.

Площадь прямоугольника (рис. 7.7) равна $B_1\tau_э$, следовательно,

$$\frac{2}{\pi}\,B_1\,\frac{\pi D}{2p}=B_1\,\tau_э \quad \text{и} \quad \tau_э=\frac{D}{p},$$

т. е. полюсное деление эквивалентной машины в $\pi/2$ раз меньше полюсного деления реальной машины:

$$\frac{\tau}{\tau_э}=\frac{\dfrac{\pi D}{2p}}{\dfrac{D}{p}}=\frac{\pi}{2}.$$

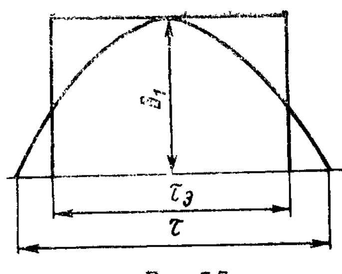


Рис. 7.7

На основании этого для определения расчетных магнитных сечений зубцов статора и ротора нужно в $\pi/2$ раз уменьшить сечения зубцов реальной машины, что равносильно введению в соответствующие формулы коэффициента полюсного перекрытия $\alpha_\delta = 2/\pi = 0{,}637$. При расчете индукции в воздушном зазоре поправочным коэффициентом κ_γ учитывают то, что в реальной машине поле в зазоре ближе к форме равнобокой трапеции [71]. Коэффициент полюсной дуги для определения расчетной площади воздушного зазора, если предположить, что поток первой гармонической равен потоку равнобокой трапеции, можно представить так

$$\kappa_\gamma=(1-0{,}5\,\gamma)\,\frac{\pi}{2}=(1-0{,}5\cdot 0{,}75)\,\frac{\pi}{2}=0{,}981.$$

Как известно, воздушный зазор между статором и ротором в действительности не является равномерным, наличие пазов на статоре и роторе вносит дополнительное магнитное сопротивление, которое учитывается [71] коэффициентом Картера. В нашем случае пазы статора и ротора заклинены немагнитными клиньями. Коэффициент Картера, обусловленный пазами статора,

$$\kappa_{c1}=1+\frac{b'^{2}_{\text{п}}}{t_1\,(5\delta+b'_{\text{п}})-b'^{2}_{\text{п}}}=1+\frac{1{,}26^2}{2{,}46\,(5\cdot 0{,}6+1{,}26)-1{,}26^2}=1{,}1785;$$

пазами ротора

$$\kappa_{c2}=1+\frac{b''^{2}_{\text{п}2}}{t_2\,(5\delta+b''_{\text{п}2})-b''^{2}_{\text{п}2}}=1+\frac{1{,}2^2}{3{,}64\,(5\cdot 0{,}6+1{,}2)-1{,}2^2}=$$

$$=1+0{,}1042=1{,}1042.$$

Коэффициент Картера, обусловленный шлицами демпферных клиньев в большом зубце ротора,

$$\kappa_{c3}=1+\frac{b^{2}_{33}}{t_3\,(5\delta+b_{33})-b^{2}_{33}}=1+\frac{1{,}1^2}{2{,}75\,(5\cdot 0{,}6+1{,}1)-1{,}1^2}=$$

$$=1+0{,}1202=1{,}1202;$$

шлицами демпферных стержней

$$\kappa_{c0}=1+\frac{b_0^2}{t_2\,(5\delta+b_0)-b_0^2}=1+\frac{0{,}35^2}{3{,}64\,(5\cdot 0{,}6+0{,}35)-0{,}35^2}=$$

$$=1+0{,}0101=1{,}0101.$$

Следовательно, коэффициент Картера по продольной оси под большим зубцом равен

$$\kappa_{dc}=\kappa_{c1}+(\kappa_{c3}-1)=1,1785+(1,1202-1)=1,2987;$$

по поперечной оси под малыми зубцами ротора

$$\kappa_{qc}=\kappa_{c1}+(\kappa_{c2}-1)+(\kappa_{c0}-1)=1,1785+(1,1042-1)+(1,0101-1)=1,2928.$$

При расчете магнитного напряжения воздушного зазора коэффициент Картера будет больше, чем по продольной оси из-за наличия в зоне прохождения магнитного потока открытых пазов ротора и расположенных между ними шлицев демпферных стержней, поэтому за расчетный коэффициент Картера при учете трапецеидального распределения индукции в зазоре реальной машины следует принимать

$$\kappa'_{dc}=\kappa_{dc}+(\kappa_{c2}-1)\frac{\gamma}{2}+(\kappa_{c0}-1)\frac{\gamma}{2}=1,2987+(1,1042-1)\frac{0,75}{2}+$$

$$+(1,0101-1)\frac{0,75}{2}=1,3416\approx 1,35.$$

Учитывая, что воздушный зазор делается относительно большим и для осуществления достаточно гибкой системы регулирования коэффициент насыщения машины должен быть $\kappa_{н}\leqslant 1,3\div 1,4$ и насыщение спинок статора и ротора выбирается относительно невысоким, расчет магнитных напряжений спинок статора и ротора будем вести по средним индукциям в расчетных сечениях этих участков.

Определение размеров магнитной цепи. Длину сердечников статора и ротора выбираем, исходя, с одной стороны, из того, чтобы машину разместить в отведенном габарите вдоль оси колесной пары, с другой стороны, чтобы индукции не превосходили допустимых норм и по возможности приближались к своим оптимальным значениям в каждом из выделенных участков магнитной цепи. Естественно, что в связи с этим длины сердечников, геометрические размеры зубцов и высоты спинок статора и ротора оказываются взаимосвязанными. И в процессе проектирования приходится многократно варьировать всеми этими размерами одновременно, последовательно приближаясь к оптимальным значениям. Правильность выбора этих величин проверяется, в конечном счете, полученными габаритами машины, расчетом превышений температур обмоток и соответствием полученных и заданных характеристик двигателя.

Руководствуясь изложенными выше соображениями, принимаем длину сердечников статора и ротора $l_a=l_2=440$ мм.

Для размещения несколько усиленной пазовой изоляции при выходе катушки из паза ширину паза в крайних листах сердечника увеличиваем примерно на 1,0 мм. Кроме того, для устранения распушения краев сердечника, придания им большой жесткости крайние листы сердечника выполняют более толстыми (иногда сваривают по два) и располагают ступенчато. В силу этого на длине 5—10 мм с каждого края сердечника крайние листы «работают» менее эффективно, чем листы в середине пакета, а воздушный зазор в торцовых зонах машины получается увеличенным по сравнению с воздушным зазором на остальной длине сердечника. С учетом сказанного выше расчетную длину сердечников принимаем на 10 мм меньшей размера по чертежу $l'_a=l'_2=430$ мм.

Расчетная площадь сечения зубцового слоя якоря на полюс

$$S_{z1}=0,94b_{1(z/3)}\frac{Z_1}{2p}\alpha_\delta l'_a=0,94\cdot 0,0129\frac{96}{8}0,637\cdot 0,43=0,0399\ \text{м}^2,$$

где 0,94 — коэффициент заполнения сталью.

Длина магнитного пути в зубцах якоря $h'_z=4,19$ см.

Наличие по наружному диаметру статора шпоночных клиньев толщиной ~15 мм, располагающихся между шихтованным статором и массивным остовом (см. чертеж магнитной цепи на рис. 7.8), приводит к местному уменьшению маг-

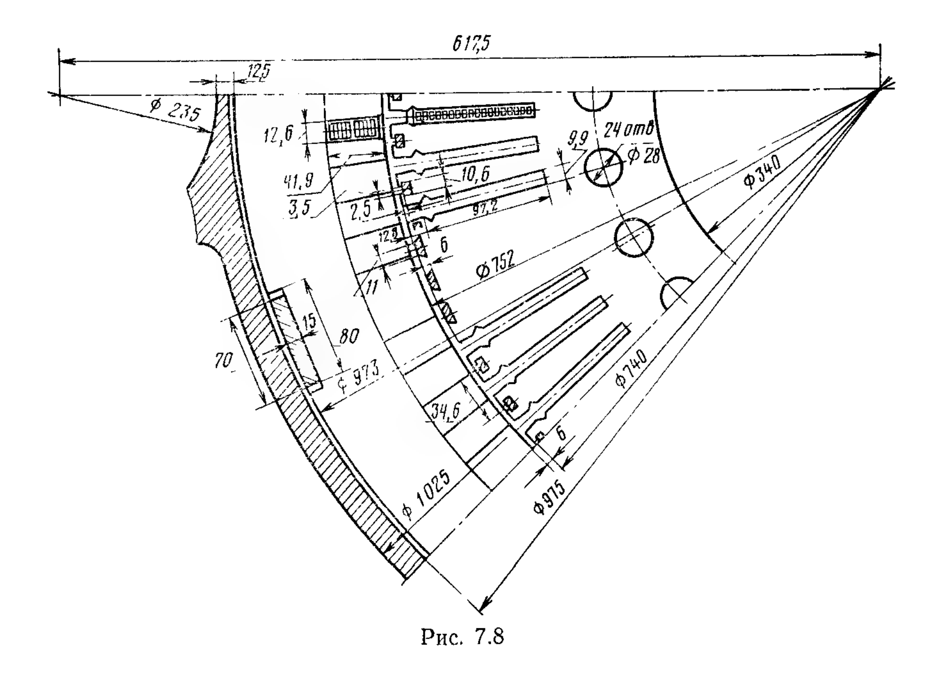


Рис. 7.8

нитного сечения спинки (ярма) якоря. Это обстоятельство учтем, введя усредняющий расчетный наружный диаметр статора,

$$D'_a=D_a-15=973-15=958\ \text{мм}.$$

Расчетная высота спинки статора

$$h_{a1}=\frac{D'_a-D_i-2h'_z}{2}=\frac{958-752-2\cdot 41,9}{2}=61,1\ \text{мм}.$$

Сечение спинки якоря

$$S_{a1}=h_{a1}l'_a\cdot 0,94=0,0611\cdot 0,43\cdot 0,94=0,0247\ \text{м}^2.$$

Расчетная длина магнитных линий в ярме статора на полюс

$$L_{a1}=\gamma\frac{\pi(D'_a-h_{a1})}{2\cdot 2p}=0,75\frac{\pi(958-61,1)}{2\cdot 8}=133\ \text{мм}.$$

Расчетное сечение воздушного зазора на полюс (по среднему диаметру между ротором и статором)

$$S_\delta=\frac{D_i-\delta}{p}\kappa_\gamma\frac{l_a+l_2}{2}=\frac{752-6}{4}\cdot 0,981\frac{440+440}{2}10^{-6}=0,0805\ \text{м}^2.$$

Для расчета магнитных сечений зубцового слоя ротора предварительно найдем сумму проекций ширины пазов на поперечную ось ротора при ширине паза, принятой за единицу,

$$\sum\sin\alpha=\frac{1-\cos\frac{\pi}{2}\gamma}{\sin\frac{\pi p}{Z_0}}=\frac{1-\cos\frac{\pi}{2}0,75}{\sin\frac{\pi\cdot 4}{64}}=3,17.$$

Площадь сечения зубцового слоя ротора на высоте 0,2 h''_{z2}

$$S_{z2\,(0,2)}=\left(\frac{D_2-1,6h''_{z2}}{p}-b'_{п2}\sum\sin\alpha\right)l'_2\cdot 0,97=$$

$$=\left(\frac{0,74-1,6\cdot 0,11}{4}-0,0099\cdot 3,17\right)0,43\cdot 0,97=0,0458\ \text{м}^2.$$

Площадь сечения зубцового слоя ротора на высоте 0,7 h''_{z2}

$$S_{z2\,(0,7)}=\left(\frac{D_2-0,6h''_{z2}}{p}-b'_{п2}\sum\sin\alpha\right)l'_2\cdot 0,97=$$

$$=\left(\frac{0,74-0,6\cdot 0,11}{4}-0,0099\cdot 3,17\right)0,43\cdot 0,97=0,0572\ \text{м}^2.$$

Длина магнитного пути в зубцах ротора $h''_{z2}=11,0$ см. Расчетная высота спинки ротора

$$h_{a2}=\frac{D_2-2h''_{z2}-D_0-1,33n_к d_к}{2}=\frac{740-2\cdot 110-340-1,33\cdot 28}{2}=71,3\ \text{мм},$$

где $D_0=340$ мм — внутренний диаметр ротора;
$n_к=1$ — число рядов осевых вентиляционных каналов ярма ротора;
$d_к=28$ мм — диаметр вентиляционного канала.

Как и при проектировании тягового двигателя постоянного тока, D_0, $n_к$, $d_к$ увязываем с индукцией в ярме.

Расчетное сечение спинки ротора

$$S_{a2}=0,97h_{a2}l'_2=0,97\cdot 0,0713\cdot 0,43=0,0298\ \text{м}^2.$$

Расчетная длина магнитных линий в ярме ротора (на полюс)

$$L_{a2}=\frac{D_2-h''_{z2}}{2}\sin\frac{\pi}{2p}=\frac{740-2\cdot 110}{2}\sin\frac{\pi}{8}=99,5\ \text{мм}\approx 10\ \text{см}.$$

Расчет характеристики холостого хода. Так как коэффициент формы поля $\kappa_f=1$, дальнейший расчет ведем по 1-й гармонической.

Номинальный магнитный поток в воздушном зазоре

$$\Phi_{1\,(\text{ном})}=\frac{E_{ф1}}{4,44w_1\kappa_{об\,1}f_ч}=\frac{680}{4,44\cdot 32\cdot 0,922\cdot 80}=0,0952\,F_{ф1}=0,0647\ \text{Вб}.$$

Расчет н. с. возбуждения ведем на один полюс. Для удобства выразим величины, определяющие н. с. возбуждения, через потоки. Магнитная индукция в воздушном зазоре, Т

$$B_\delta=\frac{\Phi_1}{S_\delta}=\frac{\Phi_1}{0,0805}=12,4\ \Phi_1.$$

Магнитное напряжение воздушного зазора, А

$$F_\delta=\frac{1}{\mu_0}B_\delta\kappa'_{dc}\delta=\frac{1}{4\pi\cdot 10^{-7}}1,35\cdot 0,006\,B_\delta=0,645\cdot 10^4\,B_\delta=8,02\cdot 10^4\,\Phi_1,$$

где $\mu_0=4\pi\cdot 10^{-7}$ Г/м — магнитная проницаемость воздуха; $\delta=0,006$ м — воздушный зазор.

Индукция в расчетном сечении зубцового слоя статора, Т

$$B_{z1}=\frac{\Phi_1}{S_{z1}}=\frac{1}{0,0399}\Phi=25,1\,\Phi_1.$$

Магнитное напряжение зубцового слоя статора, А

$$F_{z1}=H_{z1}h'_z=4,19H_{z1}.$$

Так как магнитный поток в ярме статора раздваивается, то с учетом неравномерности распределения вдоль силовой линии расчетная индукция в ярме статора [71], Т

$$B_{a1}=\frac{\Phi_1}{2S_{a1}}\cdot\frac{18-10\gamma}{18-9\gamma}=\frac{\Phi_1}{2\cdot 0,0247}\cdot\frac{18-10\cdot 0,75}{18-9\cdot 0,75}=18,9\,\Phi_1.$$

Магнитное напряжение ярма статора, А

$$F_{a1}=H_{a1}L_{a1}=13,3\,H_{a1},$$

Для определения магнитных напряжений в зубцах и ярме ротора необходимо сначала найти поток рассеяния ротора.

Магнитная проводимость для поперечного пазового потока рассеяния ротора при прямоугольных пазах [71], Г

$$\Lambda_2=2\mu_0\frac{4pl'_2}{Z_2}\left(\frac{h'_2}{b''_{п2}}+\frac{h''_2}{2b_{п2}}\right)=2\cdot 4\pi\cdot 10^{-7}\frac{4\cdot 4\cdot 0,43}{48}\times$$

$$+\left(\frac{21}{12}+\frac{88,5}{2\cdot 9,9}\right)=0,223\cdot 10^{-5}.$$

Здесь $h'_2\simeq 21$ мм — размер от верха паза вниз до меди, необмотанная часть высоты паза (см. рис. 7.5); $h''_2=88,5$ мм — размер по высоте, занимаемый медью, обмотанная часть высоты паза; $b'_{п2}=9,9$ мм — ширина обмотанной части паза в штампе; среднюю ширину верхней части паза с учетом наличия шлица под клин приближенно принимаем равной $b''_{п2}=12,0$ мм.

Поперечный пазовый поток рассеяния ротора (на один полюс), Вб

$$\Phi_s=\Lambda_2(F_\delta+F_{z1}+F_{a1})=0,223\,(F_\delta+F_{z1}+F_{a1})\,10^{-5}.$$

Поток ротора на один полюс, Вб

$$\Phi_2=\Phi_1+\Phi_s=\Phi_1+0,223\,(F_\delta+F_{z1}+F_{a1})10^{-5}.$$

Индукция в расчетных сечениях зубцового слоя ротора, Т;

$$B_{z2\,(0,2)}=\frac{\Phi_2}{S_{z2\,(0,2)}}=\frac{\Phi_2}{0,0458}=21,8\,\Phi_2;\quad B_{z2\,(0,7)}=$$

$$=\frac{\Phi_2}{S_{z2\,(0,7)}}=\frac{\Phi_2}{0,0572}=17,5\,\Phi_2.$$

Магнитное напряжение зубцового слоя ротора, А

$$F_{z2}=0,5\,(H_{z2\,(0,2)}h''_{z2}+H_{z2\,(0,7)}h''_{z2})=0,5\,h''_{z2}\,(H_{z2\,(0,2)}+H_{z2\,(0,7)})=$$

$$=5,5\,(H_{z2\,(0,2)}+H_{z2\,(0,7)}).$$

Магнитный поток в ярме ротора раздваивается, поэтому индукция в ярме ротора

$$B_{a2}=\frac{\Phi_2}{2S_{a2}}=\frac{\Phi_2}{2\cdot 0,0298}=16,8\,\Phi_2.$$

Магнитное напряжение спинки ротора, А

$$F_{a2}=H_{a2}L_{a2}=10,0\,H_{a2}.$$

Н. с. возбуждения при холостом ходе (с запасом на неточность расчета 3%), А

$$F_{в0} = 1{,}03\,(F_\delta + F_{z1} + F_{a1} + F_{z2} + F_{a2}).$$

Значения магнитных напряженностей H находим по кривым или таблицам для соответствующих сталей в зависимости от магнитной индукции. Если расчетная индукция в зубцах ротора или статора превышает 1,8 Т, напряженность магнитного поля в зубцах следует подбирать, пользуясь формулой [71]

$$B_z = B_{дz} + 0{,}4\pi\cdot 10^{-6}\,\kappa_z H_z,$$

где B_z — расчетная индукция в зубце, Т;
$B_{дz}$ — действительная индукция в зубце, Т;
H_z — напряженность магнитного поля по индукции $B_{дz}$, А/см (приложение 2, табл. 2.4 для статора и 2,7 для ротора).
κ_z — коэффициент формы зубца.
Расчет сведен в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Показатель	Данные расчета							
$E_{ф1}$; Φ_1, о. е.	0,5	0,75	0,9	1,0	1,1	1,15	1,2	1,25
$E_{ф1}$, В	340	510	612	680	748	782	817	850
Φ_1, Вб	0,0323	0,0485	0,0582	0,0647	0,0710	0,0745	0,0776	0,0810
B_δ, Т	0,402	0,603	0,725	0,805	0,885	0,926	0,965	1,006
F_δ, А	2590	3890	4670	5180	5700	5970	6220	6500
B_{z1}, Т	0,81	1,215	1,46	1,62	1,785	1,87	1,945	2,03
H_{z1}, А/см	2,61	7,67	29,2	76	210	260	340	460
F_{z1}, А	11	32	123	319	881	1090	1425	1930
B_a, Т	0,611	0,917	1,1	1,223	1,342	1,41	1,465	1,53
H_{a1}, А/см	1,53	3,38	5,38	7,85	13,6	20,6	30,3	45,2
F_{a1}, А	20,4	45	72	104	181	274	403	601
$F_\delta + F_{z1} + F_{a1}$, А	2621,4	3967	4865	5603	6762	7334	8048	9031
Φ_s, Вб	0,00585	0,00885	0,0108	0,0125	0,0151	0,0164	0,0180	0,0202
Φ_2, Вб	0,03815	0,05735	0,069	0,0772	0,0861	0,0909	0,0956	0,1012
$B_{z2\,(0,2)}$, Т	0,832	1,25	1,505	1,68	1,88	1,98	2,09	2,21
$H_{z2\,(0,2)}$, А/см	4,22	9,4	23,5	62,3	160	248	380	645
$B_{z2\,(07)}$, Т	0,666	1,0	1,21	1,35	1,51	1,59	1,67	1,77
$H_{z2\,(0,7)}$, А/см	3,25	5,7	8,6	12,6	24,3	37,5	59,5	103
F_{z2}, А	41,2	83	176,5	413	1010	1570	2420	4120
B_{a2}, Т	0,64	0,96	1,16	1,295	1,445	1,53	1,605	1,70
H_{a2}, А/см	3,1	5,3	7,75	10,7	17,3	27,1	41,5	70,5
F_{a2}, А	31	53	77,5	107	173	271	415	705
F_Σ, А	2693,6	4103,0	5119	6123	7945	9175	10883	13856
$F_{в0} = 1{,}03\,F_\Sigma$, А	2775	4225	5270	6320	8180	9450	11200	14270
$I_{в0}$, А	51,3	78,3	97,5	117	151,5	175	208	264

Определение намагничивающей силы возбуждения при нагрузке. Расчет удобно проводить по аналитической формуле, легко получающейся из векторной диаграммы н. с. (рис. 7.9). Этот метод впервые был предложен и применен инж. Б. А. Строминым.

Строим характеристику холостого хода в известных координатах $\Phi_1 = f(F_{в0})$ при $n = n_ч = \text{const}$. По оси ординат откладываем поток Φ_1 или противо-э. д. с. фазы двигателя $E_{ф1}$, по оси абсцисс — н. с. возбуждения $F_в$. По этим же осям направлены и соответствующие векторы. Из начала координат откладываем угол ψ_{i1}, на который первая гармоническая тока фазы двигателя опережает э. д. с. фазы двигателя, — луч $O - I_{ф1}$.

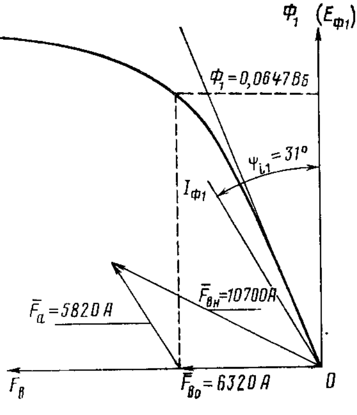


Рис. 7.9

Наносим точку номинального режима при холостом ходе ($\Phi_1 = 0{,}0647$ Вб, $F_{в0} = 6320$ А). Прибавляя к вектору $\bar{F}_{в0}$ геометрически вектор н. с. якоря $\bar{F}_a$, проводя его под углом ψ_{i1} к оси ординат, параллельно лучу $O - I_{ф1}$, находим вектор результирующей н. с. при нагрузке $\bar{F}_{вн}$.

На основании известной тригонометрической формулы получаем

$$F_{вн}^2 = F_{в0}^2 + F_a^2 + 2F_{в0}F_a \sin\psi_{i1}. \qquad (7.15)$$

При номинальной нагрузке н. с. возбуждения

$$F_{вн} = \sqrt{6320^2 + 5820^2 + 2\cdot 6320\cdot 5820 \sin 32{,}1^\circ} \; 10\,700 \text{ А};$$

ток возбуждения

$$I_{вн} = \frac{F_{вн}}{w_2} = \frac{10\,700}{54} = 198 \text{ А};$$

плотность тока в обмотке возбуждения

$$j_в = \frac{I_{вн}}{q_{a2}} = \frac{198}{55{,}14} = 5{,}65 \text{ А/мм}^2;$$

линейная нагрузка ротора

$$A_2 = \frac{I_{вн} S_{п2}}{t_2} = \frac{198\cdot 18}{3{,}64} = 980 \text{ А/см};$$

тепловой фактор ротора

$$A_2\,j_в = 980\cdot 5{,}65 = 5530.$$

При расчете характеристик, когда по заданному току нагрузки отыскивается магнитный поток, искомой величиной будет н. с. при холостом ходе, определяющаяся из формулы (7.15)

$$F_{в0} = -F_a \sin\psi_{i1} + \sqrt{(F_a \sin\psi_{i1})^2 + F_{вн}^2 - F_a^2}.$$

Угол ψ_{i1} можно определять и по формуле (7.6) (см. рис. 7,9).

Контактные кольца и щетки. Над каждым кольцом расположены два щеткодержателя, укрепленных к траверсе, в которых установлено по одной щетке марки 611 ОМ размерами $b_щ = 25$ мм, $l_щ = 32$ мм.

Плотность тока под щеткой выбирают в тех же пределах, что и для коллекторных машин. В нашем случае

$$j_щ = \frac{I_{вн}}{2b_щ\,l_щ} = \frac{198}{2\cdot 2{,}5\cdot 3{,}2} = 12{,}4 \text{ А/см}^2.$$

Контактные кольца выполняют кованными из меди с присадкой 0,1% серебра. В горячем состоянии они насажены на втулку, изолированную миканитом.

Ширина кольца равна $l_щ + 4 = 32 + 4 = 36$ мм. Между контактными кольцами установлено изолирующее текстолитовое кольцо толщиной 15 мм.

Диаметр рабочей поверхности контактных колец ориентировочно может быть принят (до вычерчивания продольного разреза двигателя)

$$D_к = D_2 - (2h''_{z2} + 50) = 740 - (2\cdot 110 + 50) = 470 \text{ мм}.$$

§ 30.5. Тепловой расчет обмотки якоря

Для расчета применяем формулы, в основе которых лежит методика, предложенная А. Б. Иоффе [15], определив предварительно недостающие данные.

Омическое сопротивление фазы обмотки якоря при ожидаемой температуре

$$r_{at}=\frac{l_{w1}w_1}{q_{a1}\cdot 57}t_r=\frac{1{,}9\cdot 32}{146{,}9\cdot 57}t_r=0{,}00728\,t_r,$$

где t_r — коэффициент увеличения сопротивления меди при ожидаемой температуре по отношению к 20° С.

Среднее значение выпрямленного тока в продолжительном режиме

$$I_{d\infty}=0{,}915\,I_d=0{,}915\cdot 950=870 \text{ А}.$$

Действующее значение первой гармонической тока одной фазы обмотки якоря в продолжительном режиме

$$I_{\text{ф}1\infty}=0{,}915\,I_{\text{ф}1}=0{,}915\cdot 740=676 \text{ А}.$$

Принимаем, что частота вращения в продолжительном режиме работы примерно на 4% выше, чем в часовом. Частота вращения вала двигателя

$$n_\infty=1{,}04n_\text{ч}=1{,}04\cdot 1200=1250 \text{ об/мин}.$$

Магнитная индукция в зубцах якоря

$$B_{z1\infty}=\frac{B_{z1}}{1{,}04}=\frac{1{,}62}{1{,}04}=1{,}56 \text{ Т};$$

соответствующая магнитная напряженность $H_{z1\infty}=53$ А/см.

Магнитная индукция в спинке якоря

$$B_{a1\infty}=\frac{B_{a1}}{1{,}04}=\frac{1{,}223}{1{,}04}=1{,}175 \text{ Т}.$$

Частота перемагничивания

$$f_\infty=1{,}04\,f_\text{ч}=1{,}04\cdot 80=83{,}3 \text{ Гц}.$$

Окружная скорость ротора

$$v_{\text{р}\infty}=\frac{\pi D_2 n_\infty}{60}=\frac{\pi\cdot 0{,}74\cdot 1250}{60}=48{,}4 \text{ м/с}.$$

Масса зубцов якоря

$$m_z=Z_1\frac{b_{z1}+b'_{z1}}{2}h'_z l_a\cdot 0{,}94\cdot 7{,}85\cdot 10^{-3}=96\,\frac{1{,}2+1{,}48}{2}\,4{,}19\times$$
$$\times\,44{,}0\cdot 0{,}94\cdot 7{,}85\cdot 10^{-3}=175 \text{ кг}.$$

Масса спинки якоря

$$m_a=[D_a^2-(D_i+2h'_z)^2]\,\frac{\pi}{4}\,l_a\cdot 0{,}94\cdot 7{,}85\cdot 10^{-3}=$$
$$=[97{,}3^2-(75{,}2+2\cdot 4{,}19)^2]\,\frac{\pi}{4}\cdot 44{,}0\cdot 0{,}94\cdot 7{,}85\cdot 10^{-3}=630 \text{ кг}.$$

Изоляция обмотки типа «Монолит-2» с коэффициентом теплопроводности $\Delta=0{,}0020\div 0{,}00225$ Вт/(°С·см) [см. (3.33)].

Эффективная толщина изоляции

$$b_\text{из}=\frac{b'_\text{п}-b_\text{пр}}{2}=\frac{1{,}26-0{,}95}{2}=0{,}155 \text{ см}.$$

Удельная теплопроводность изоляции (3.32)

$$\lambda_\text{из}=\frac{\Delta}{b_\text{из}}=\frac{0{,}002}{0{,}155}=0{,}0129 \text{ Вт/(°С·см}^2).$$

Воздух, охлаждающий статор, проходит в пространстве между ротором и статором с эквивалентной скоростью относительно омываемых внутренних поверхностей якоря (3.30)

$$v=\sqrt{v_{\text{р}\infty}^2+1{,}5\left(\frac{800Q}{D_2^2-D_0^2}\right)^2}=\sqrt{48{,}4^2+1{,}5\left(\frac{800\cdot 120}{75{,}2^2-34{,}0^2}\right)^2}=55 \text{ м/с}.$$

Коэффициент теплоотдачи (см. рис. 3.6)

$$\alpha=0{,}016 \text{ Вт/(°С·см}^2).$$

Полагая предварительно суммарные потери в двигателе равными

$$\Sigma\Delta P=U_d I_d(1-\eta_\text{д})=1370\cdot 950\,(1-0{,}938)=80{,}8 \text{ кВт},$$

находим средний расход воздуха на 1 кВт потерь

$$\frac{Q}{\Sigma\Delta P}=\frac{120}{80{,}8}=1{,}49 \text{ м}^3/(\text{мин·кВт})$$

и по рис. 3.8 — среднее превышение температуры вентилирующего воздуха $\Theta_\text{возд}=15°$ С.

Расчетный периметр паза якоря

$$p'=1{,}33b_\text{п}+2h_z=1{,}33\cdot 1{,}24+2\cdot 4{,}18=10{,}0 \text{ см}.$$

Ни радиальных, ни аксиальных вентиляционных каналов в железе статора не предусматриваем в силу трудностей с подводом к ним воздуха и ограниченности места. Лобовые части катушек обмотки якоря выполнены открытыми и это обстоятельство учитываем коэффициентом $\kappa'=0{,}91$ (см. стр. 186).

Определяем греющие потери. Потери в стальном пакете якоря (включая поверхностные потери от зубцовых полей ротора) (2.266), Вт

$$\Delta P_\text{c}=2{,}7\,(m_a\,p_a+m_z\,p_z).$$

Здесь удельные потери в спинке якоря (2.269)

$$p_a=\left[0{,}044f_\infty+5{,}6\left(\frac{f_\infty}{100}\right)^2\right]B_{a1\infty}^2=\Bigg[0{,}044\cdot 83{,}3+$$
$$+5{,}6\left(\frac{83{,}3}{100}\right)^2\Bigg]1{,}175^2=10{,}42 \text{ Вт/кг};$$

удельные потери в зубцах якоря

$$p_z=\left[0{,}044f_\infty+5{,}6\left(\frac{f_\infty}{100}\right)^2\right]B_{z1\infty}^2=\Bigg[0{,}044\cdot 83{,}3+$$
$$+5{,}6\left(\frac{83{,}3}{100}\right)^2\Bigg]1{,}56^2=18{,}4 \text{ Вт/кг};$$

коэффициент 2,7 соответствует электротехнической стали марки Э13 по ГОСТ 802—54 (для применяемой в нашем случае стали марки Э43 он изменится пропорционально корню квадратному из отношения удельных потерь этих ста-

лей для $f = 50$ Гц и $B = 1$ Т); следовательно,

$$\Delta P_{c} = 1{,}805\,(630\cdot 10{,}42 + 175\cdot 18{,}4) = 17\,700 \text{ Вт}.$$

Активные потери в меди обмотки якоря включают:
активные потери от основной гармонической тока фазы якоря;
активные потери от 5; 7; 11 и 13-й гармонических тока фазы якоря;
активные потери от сетевой пульсации выпрямленного тока;
потери в меди обмотки якоря от поперечного поля в пазах статора, создаваемого обмоткой возбуждения.

Определяем по (7.5) действующие значения гармонических тока фазы якоря в продолжительном режиме работы

$$I_{\text{ф}1\infty} = I_{d\infty}\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{\nu\gamma}{2}}{\nu^2\dfrac{\gamma}{2}} = 870\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{18^\circ}{2}}{\dfrac{\pi}{180^\circ}\cdot\dfrac{18^\circ}{2}} = 676 \text{ А};$$

$$I_{\text{ф}5\infty} = I_{d\infty}\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{\nu\gamma}{2}}{\nu^2\dfrac{\gamma}{2}} = 870\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{5\cdot 18^\circ}{2}}{5^2\dfrac{\pi}{180^\circ}\cdot\dfrac{18^\circ}{2}} = 122 \text{ А};$$

$$I_{\text{ф}7\infty} = I_{d\infty}\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{\nu\gamma}{2}}{\nu^2\dfrac{\gamma}{2}} = 870\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{7\cdot 18^\circ}{2}}{7^2\dfrac{\pi}{180^\circ}\cdot\dfrac{18^\circ}{2}} = 78{,}5 \text{ А};$$

$$I_{\text{ф}11\infty} = I_{d\infty}\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{\nu\gamma}{2}}{\nu^2\dfrac{\gamma}{2}} = 870\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{11\cdot 18^\circ}{2}}{11^2\dfrac{\pi}{180^\circ}\cdot\dfrac{18^\circ}{2}} = 35{,}3 \text{ А};$$

$$I_{\text{ф}13\infty} = I_{d\infty}\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{\nu\gamma}{2}}{\nu^2\dfrac{\gamma}{2}} = 870\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\dfrac{13\cdot 18^\circ}{2}}{13^2\dfrac{\pi}{180^\circ}\cdot\dfrac{18^\circ}{2}} = 22{,}8 \text{ А};$$

Действующее значение гармоники, обусловленной пульсацией выпрямленного тока $I_{\alpha\infty}$ [78],

$$I_{\nu c\infty} = \kappa_{\text{п}i}\frac{I_{\text{ф}1\infty}}{2} = 0{,}25\,\frac{676}{2} = 84{,}5 \text{ А},$$

где $\kappa_{\text{п}i} = 0{,}25$ — коэффициент пульсации тока;
$I_{\text{ф}1\infty} = 676$ А — действующее значение тока 1-й гармоники, двойка в знаменателе обусловлена тем, что основная гармоника сетевой пульсации преобразуется в инверторе в две вращающиеся в противоположные стороны гармоники с частотами

$$100 + f_\infty = 100 + 83{,}3 = 183{,}3 \text{ Гц и } 100 - f_\infty = 100 - 83{,}3 = 16{,}7 \text{ Гц}$$

и с амплитудами $\kappa_{\text{п}i}\ \dfrac{I_{1m\infty}}{2}$, где $I_{1m\infty}$ — амплитуда основной гармонической тока одной фазы обмотки якоря.

Определяем коэффициенты Фильда [71, 79], соответствующие названным выше гармоническим (за исключением частоты 16,7 Гц, так как при столь низкой частоте вытеснением тока в проводниках обмотки якоря можно пренебречь).

Среднее значение коэффициента Фильда гармонической порядка ν для всего паза, состоящего из m элементарных проводников по высоте с учетом того, что добавочные потери выделяются только в пазовой части обмотки статора, равно

$$\kappa_{\text{ф}\nu} = \left\{\left[\varphi(\xi) + \frac{m^2-1}{3}\psi(\xi)\right] - 1\right\}\frac{l_a}{l_{s1}+l_a} + 1, \qquad (7.16)$$

где $\xi = h_{\text{пр}}\sqrt{\dfrac{b_{\text{м}}\omega_\nu\mu_0\lambda_{\text{м}}}{2b'_{\text{п}}}}$ — приведенная высота проводника (2.142);

$h_{\text{пр}} = 0{,}00315$ м — высота элементарного проводника;
$b_{\text{м}} = b_{\text{пр}} = 0{,}0095$ м — ширина меди в пазу;
$\lambda_{\text{м}} = 35{,}5\cdot 10^6\,(\text{Ом}\cdot\text{м})^{-1}$ — удельная проводимость меди обмотки якоря при ожидаемом превышении температуры $\sim 145^\circ$ С;
$\omega_\nu = 2\pi f_\infty \nu$ — угловая частота соответствующей гармонической, с$^{-1}$;

функции

$$\varphi(\xi) = \xi\,\frac{\operatorname{sh}2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch}2\xi - \cos 2\xi} \text{ и } \psi(\xi) = 2\xi\,\frac{\operatorname{sh}\xi - \sin\xi}{\operatorname{ch}\xi + \cos\xi},$$

причем при $0 < \xi < 1$ можно считать:

$$\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45}\xi^4 \text{ и } \psi(\xi) = \frac{1}{3}\xi^4,$$

а при $\xi > 2$ приближенно $\varphi(\xi) = \xi$ и $\varphi(\xi) = 2\xi$.

Результаты расчета $\kappa_{\text{ф}\nu}$ представлены в табл. 7.2.

Таблица 7.2

Показатель	Порядок гармонической ν					Пульсационные гармонические	
	1	5	7	11	13	16,7 Гц	183,3 Гц
$\omega_\nu = 2\pi f_\infty \nu$	523	2615	3665	5760	6800	105	1150
ξ	0,295	0,66	0,78	0,977	1,062	—	0,437
$\varphi(\xi)$	1,000672	1,0169	1,0329	1,081	1,113	—	1,00325
$\psi(\xi)$	0,00252	0,0632	0,123	0,303	0,424	—	0,0122
$\varphi(\xi) + \frac{m^2-1}{3}\psi(\xi)$	1,08387	3,1069	5,1	11,08	15,11	—	1,40575
$\kappa_{\text{ф}\nu}$	1,0388	1,978	2,9	5,67	7,53	1,0	1,189

Определяем потери в меди обмотки якоря, Вт:
от 1; 5; 7; 11 и 13-й гармонических:

$$\Delta P_{\text{м}1} = 3I^2_{\text{ф}1\infty}\,\kappa_{\text{ф}1}\,r_{at} = 3\cdot 676^2\cdot 1{,}0388\cdot 0{,}00728t_r = 10\,370t_r;$$

$$\Delta P_{\text{м}5} = 3I^2_{\text{ф}5\infty}\,\kappa_{\text{ф}5}\,r_{at} = 3\cdot 122^2\cdot 1{,}978\cdot 0{,}00728t_r = 645t_r;$$

$$\Delta P_{\text{м}7} = 3I^2_{\text{ф}7\infty}\,\kappa_{\text{ф}7}\,r_{at} = 3\cdot 78{,}5^2\cdot 2{,}9\cdot 0{,}00728t_r = 390t_r;$$

$$\Delta P_{\text{м}11} = 3I^2_{\text{ф}11\infty}\,\kappa_{\text{ф}11}\,r_{at} = 3\cdot 35{,}3^2\cdot 5{,}67\cdot 0{,}00728t_r = 155t_r;$$

$$\Delta P_{\text{м}13} = 3I^2_{\text{ф}13\infty}\,\kappa_{\text{ф}13}\,r_{at} = 3\cdot 22{,}8^2\cdot 7{,}53\cdot 0{,}00728t_r = 86t_r;$$

13 Зак. 673

от пульсационной гармонической с частотой 16,7 Гц

$$\Delta P_{\text{м}16,7}=3I^2_{\nu c\infty}\,\kappa_{\text{ф}16,7}\,r_{at}=3\cdot84,5^2\cdot1,0\cdot0,00728t_r=157t_r;$$

с частотой 183,3 Гц

$$\Delta P_{\text{м}183,3}=3I^2_{\nu c\infty}\,\kappa_{\text{ф}183,3}\,r_{at}=3\cdot84,5^2\cdot1,189\cdot0,00728t_r=185t_r;$$

от поперечного поля в пазах статора, создаваемого обмоткой возбуждения,

$$\Delta P'_{\text{м}}=1,5N\,\frac{h^2_{\text{пр}}}{b'_{\text{п}}}\,f^{1,5}_{\infty}\,b_{\text{пр}}\,H_{z1\infty}\,h'_z\,l_a\cdot10^{-6}=$$

$$=1,5\cdot960\,\frac{0,315^2}{1,26}\,83,3^{1,5}\cdot0,95\cdot53\cdot4,19\cdot44,0\cdot10^{-6}=805,$$

где $N=96\cdot2\cdot5=960$ — полное число элементарных проводников машины.

Суммарные потери в меди обмотки якоря, Вт

$$\Sigma\Delta P_{\text{м}}=\Delta P_{\text{м}1}+\Delta P_{\text{м}5}+\Delta P_{\text{м}7}+\Delta P_{\text{м}11}+\Delta P_{\text{м}13}+\Delta P_{\text{м}16,7}+\Delta P_{\text{м}183,3}+\Delta P'_{\text{м}}=$$
$$=10\,370t_r+645t_r+390t_r+155t_r+86t_r+157t_r+185t_r+805=12\,000t_r+805.$$

Превышение температуры меди обмотки якоря над температурой вентилирующего воздуха [(3.39), (3.41)]

$$\theta'_{\text{м}}=\frac{\Sigma\Delta P_{\text{м}}\left(1+\dfrac{\alpha}{\lambda_{\text{из}}\,p'}\,t_1\right)+\Delta P_{\text{с}}\left(1-\dfrac{\alpha}{\lambda_{\text{из}}\,p'}\,t_1\,\dfrac{L_{\text{лоб}\,1}}{l_a}\right)}{\alpha\pi D_i\,(l_\alpha+L_{\text{лоб}\,1})}\,\kappa'=$$

$$=\frac{(12\,000t_r+805)\left(1+\dfrac{0,0160}{0,0129\cdot10,0}\,2,46\right)+17\,700\left(1-\dfrac{0,0160\cdot2,46}{0,0129\cdot10,0}\cdot\dfrac{31,9}{44,0}\right)}{0,0160\cdot75,2\,(44,0+31,9)\,\pi}\times$$
$$\times0,91=49,7t_r+47,2=49,7\cdot1,58+47,2=125,7^\circ\ \text{C};$$

над температурой окружающего воздуха

$$\theta_{\text{м}}=\theta'_{\text{м}}+\theta_{\text{возд}}=125,7+15=140,7^\circ\ \text{C}.$$

Здесь коэффициент $t_r=1,58$ определяем методом подбора, он соответствует температуре нагрева $t_{\text{м}}=165,7^\circ$ С.

§ 30.6. Тепловой расчет обмотки ротора

Обмотка возбуждения питается постоянным током, в ней возникают омические потери. Основная гармоническая н. с. якоря вращается в положительном направлении, с частотой вращения поля, т. е. неподвижна относительно ротора. Однако переменные токи высших гармоник в якоре создают в демпферной обмотке потери, которые, нагревая стальной пакет сердечника ротора, в свою очередь дополнительно нагревают обмотку возбуждения. Эти, последние, потери будем отнесить к разряду потерь в стали ротора, определяя их, как и в тепловом расчете якоря, при частоте $f_\infty=83,3$ Гц, соответствующей длительному режиму работы.

Как показал расчет [71] поверхностных потерь от зубцовых и высших гармонических обмотки якоря, в шихтованном из 1-миллиметровой стали сердечнике ротора они незначительны—150—170 Вт и ими можно пренебречь. Чтобы иметь некоторый запас при оценке нагрева обмотки возбуждения ротора, целесообразно не учитывать теплоотдачу с аксиальных вентиляционных каналов в спинке ротора ввиду их слабой эффективности, а омические потери в обмотке возбуждения рассчитывать, как отмечено выше, для номинального часового тока возбуждения при нагрузке $I_{\text{вн}}=198$ А.

Омическое сопротивление обмотки ротора при ожидаемой температуре, Ом

$$r_{\text{в}t}=2p\,\frac{l_{w2}\,w_2}{q_{a2}\cdot57}\,t_r=8\,\frac{1,412\cdot54}{35,14\cdot57}\,t_r=0,304t_r.$$

Потери при ожидаемой температуре, Вт

$$\Delta P_{\text{мв}}=I^2_{\text{вн}}\,r_{\text{в}t}=198^2\cdot0,304t_r=11\,900t_r.$$

Потери в демпферной обмотке от высших гармонических токов якоря. Демпферную обмотку вентильного двигателя можно уподобить беличьей клетке короткозамкнутого асинхронного двигателя.

Поскольку демпферная обмотка в нашем случае неоднородна, а состоит из 40 демпферных стержней и 24 демпферных клиньев, определение эквивалентного, а затем и приведенного к первичной стороне сопротивления всей демпферной обмотки в целом усложняется. Поэтому будем находить потери в одном демпферном клине (и демпферном стержне), умножая затем их на число соответственно демпферных клиньев и стержней. Определим через коэффициент трансформации токи в стержнях (клиньях) демпферной обмотки.

Потери от высших гармонических равны произведению $I^2_\nu r_\nu$, где I_ν — действующее значение тока ν-й гармонической, а r_ν — активное (с учетом вытеснения тока) сопротивление демпферного стержня (клина).

Так как основная гармоническая сетевой пульсации разлагается на две гармонические, имеющие одинаковые амплитуды и вращающиеся в разные стороны относительно ротора с частотой 100 Гц каждая, то пульсационные потери равны

$$2I^2_{\text{сп}}\,r_{f=100},$$

где $I_{\text{сп}}$ — действующее значение тока каждой гармоники;
$r_{f=100}$ — соответствующее ей активное сопротивление стержня (клина).

Коэффициент трансформации токов в нашем случае выразится

$$\kappa_i=\frac{m_1\,w_1\,\kappa_{\text{об}\,1}}{Z_0\,w_{22}\,\kappa_{\text{об}\,22}}=\frac{3\cdot32\cdot0,922}{64\cdot\dfrac{1}{2}\cdot1,0}=2,78.$$

Здесь число фаз беличьей клетки принято равным сумме всех демпферных стержней и клиньев, $Z_0=64$; число витков в фазе $w_{22}=1/2$; обмоточный коэффициент беличьей клетки $k_{\text{об}22}=1,0$.

Определяем действующие значения соответствующих высших гармонических тока стержня демпферной обмотки в длительном режиме:

$$I_5=\kappa_i\,I_{\text{ф}5\infty}=2,78\cdot122=339\ \text{А};$$
$$I_7=\kappa_i\,I_{\text{ф}7\infty}=2,78\cdot78,5=218\ \text{А};$$
$$I_{11}=\kappa_i\,I_{\text{ф}11\infty}=2,78\cdot35,3=98,3\ \text{А};$$
$$I_{13}=\kappa_i\,I_{\text{ф}13\infty}=2,78\cdot22,8=63,5\ \text{А}$$

и гармонической сетевой пульсации

$$I_{\text{сп}}=I_{\text{с}\,(100-f_\infty)}=I_{\text{с}\,(100+f_\infty)}=\kappa_i\,I_{\nu c\infty}=2,78\cdot84,5=235\ \text{А}.$$

По отношению к ротору 5-я и 11-я гармонические являются обратно вращающимися, а 7-я и 13-я — прямо вращающимися.

Следовательно, 5-я и 7-я гармонические индуктируют в демпферной обмотке ротора токи 6-кратной частоты, а 11-я и 13-я — токи 12-кратной частоты.

Гармоническая сетевой пульсации с частотой $100-f_\infty=16,7$ Гц образует обратно вращающееся поле, пересекающее ротор с частотой 100 Гц, а гармони-

ческая с частотой $100 + f_\infty = 183,3$ Гц образует прямо вращающееся поле, пересекающее ротор также с частотой 100 Гц.

Рассчитываем для выше упомянутых гармонических активные сопротивления демпферных стержней и клиньев. Допускаемое превышение температуры меди обмотки ротора 140° С. Демпферная обмотка при этом может нагреваться выше. Поэтому удельную проводимость меди демпферной обмотки берем такой же, как и для обмотки статора $\lambda_М = 35,5 \cdot 10^6$ См/м. Определяем соответствующие коэффициенты вытеснения тока в демпферных стержне и клине. Из (7.16) при $m=1$ получаем для демпферной обмотки $\kappa_{ф\nu} = \varphi(\xi)$, где $\xi = h\sqrt{\frac{\omega_\nu \mu_0 \lambda_М}{2}}$, так как $b_М/b'_п = 1$.

Здесь $h = h_{22} = 0,0056$ м — для демпферного стержня и $h = h_{33} = 0,006$ м — для клина.

Омическое сопротивление демпферного стержня

$$r_{22} = \frac{l_2}{q_{22}\lambda_М} = \frac{0,44}{58,5 \cdot 35,5} = 0,212 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Сопротивление двух частей медных листов, расположенных на узких зубцах ротора, прилегающих к одному стержню,

$$2r_л \simeq 2\frac{h''_{z2} - (h_{22} + h_0)}{\frac{b_{z2} + b'_{z2}}{2}\Delta_М \lambda_М} = 2\frac{[110 - (5,6 + 2,5)]\,10^{-3}}{\frac{24,4 + 15,6}{2}3 \cdot 35,5} = 0,0956 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

где $\Delta_М = 3,0$ мм — толщина медного листа; $b'_{z2} = 15,6$ мм — ширина ножки зубца.

Омическое сопротивление демпферного клина

$$r_з = \frac{l_2}{q_{33}\lambda_М} = \frac{0,44}{80 \cdot 35,5} = 0,155 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Сопротивление частей медных листов, прилегающих к одному демпферному клину, незначительно, им пренебрегаем.

Дальнейший расчет сводим в табл. 7.3.

Суммарные потери в демпферной обмотке от всех высших гармонических, греющие стальной пакет сердечника ротора, $\Delta P_{c2\infty} = 2390 + 993 + 290 + 122 + 1803 \approx 5600$ Вт.

Установим остальные недостающие для теплового расчета данные. Расчетный периметр паза (клин силуминовый)

$$p'_2 = 2\,(b_{п2} + h_{z2}) = 2\,(9,7 + 97,07) = 213,54 \text{ мм}.$$

Эффективная толщина изоляции

$$b_{из2} = \frac{b'_{п2} - b_{пр}}{2} = \frac{9,9 - 8,0}{2} = 0,95 \text{ мм}.$$

Как и в статоре, в роторе применена изоляция «Монолит-2» с коэффициентом теплопроводности $\Delta = 0,002$ Вт/(°С·см) (3.33).

Удельная теплопроводность изоляции

$$\lambda_{из2} = \frac{\Delta}{b_{из2}} = \frac{0,002}{0,095} = 0,021 \text{ Вт/(°С·см}^2\text{)}.$$

Суммарная длина лобовых вылетов (из предыдущего расчета) $L_{лоб\,2} = 18,7$ см.

Таблица 7.3

Показатель	Порядок гармонической ν				Пульсационные гармонические
	5	7	11	13	
Частота гармонической относительно ротора, Гц	500	500	1000	1000	100
Угловая частота ω_ν относительно ротора	3140	3140	6280	6280	628
Приведенная высота ξ:					
стержня	1,48	1,48	2,1	2,1	0,665
демпферного клина	1,59	1,59	2,25	2,25	0,712
Коэффициент $\kappa_{ф\nu}$ Фильда:					
демпферного стержня	1,36	1,36	2,1	2,1	1,0195
» клина	1,46	1,46	2,25	2,25	1,023
Активное сопротивление одного демпферного стержня с учетом частей прилегающих медных листов $\kappa_{ф\nu} r_{22} + 2r_л$, Ом	$0,3836 \times 10^{-3}$	$0,3836 \times 10^{-3}$	$0,5406 \times 10^{-3}$	$0,5406 \times 10^{-3}$	$0,3116 \times 10^{-3}$
Активное сопротивление одного демпферного клина $\kappa_{ф\nu} r_з$, Ом	$0,226 \times 10^{-3}$	$0,226 \times 10^{-3}$	$0,35 \cdot 10^{-3}$	$0,35 \cdot 10^{-3}$	$0,159 \times 10^{-3}$
Действующее значение тока в стержне (клине), А	339	218	98,3	63,5	235
Потери в одном демпферном стержне с учетом частей прилегающих медных листов, Вт	44,1	18,3	5,22	2,18	34,4
Потери в 40 демпферных стержнях, Вт	1765	733	209	88	1380
То же в одном демпферном клине, Вт	26,0	10,8	3,38	1,41	17,6
То же в 24 демпферных клиньях, Вт	625	260	81	34	423
Суммарные потери в демпферных стержнях и клиньях, Вт	2390	993	290	122	1803

Превышение температуры меди обмотки возбуждения над температурой окружающего воздуха [(3.39), (3.41)]

$$\theta_{мв} = \frac{\Delta P_{мв}\left(1 + \frac{\alpha t_2}{p'_2 \lambda_{из2}}\right) + \Delta P_{c2\infty}\left(1 - \frac{\alpha t_2}{p'_2 \lambda_{из2}} \cdot \frac{L_{лоб\,2}}{l_2}\right)}{\alpha\pi D_2\,(l_2 + L_{лоб\,2})}\kappa' + \theta_{возд} =$$

$$= \frac{11\,900 t_r\left(1 + \frac{0,016 \cdot 3,64}{21,35 \cdot 0,021}\right) + 5600\left(1 - \frac{0,016 \cdot 3,64}{21,35 \cdot 0,021} \cdot \frac{18,7}{44,0}\right)}{0,016\pi \cdot 74,0\,(44,0 + 18,7)}1,0 + 15 =$$

$$= 57,6 t_r + 22,7 + 15 = 57,6 \cdot 1,53 + 22,7 + 15 \approx 126° \text{ С } (\tau_{доп} = 140° \text{ С}).$$

Здесь коэффициент $t_r = \sim 1,53$ соответствует температуре нагрева $t_н = 126 + 25 = 151°$ С, $\alpha = 0,0016$ Вт/(°С·см²) (как и для статора).

Необходимость обеспечения надежного крепления обмотки ротора не позволяет выполнить открытыми лобовые части обмотки возбуждения, поэтому коэффициент $\kappa' = 1,0$.

§ 30.7. Расчеты индуктивных сопротивлений

Как отмечено выше, для расчета скоростной характеристики $n = f(I_d)$ или $v_э = f(I_d)$ необходимо знать в каждой рассматриваемой точке значение коммутационного индуктивного сопротивления $x_к$ (7.11).

Сверхпереходные индуктивные сопротивления выражаются известными формулами:

$$x''_d = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_a} + \frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{демп}}}; \quad x''_q = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_{демп}}}.$$

Определяем входящие в эти формулы величины (для номинального режима).

Индуктивное сопротивление реакции якоря. Вследствие того, что коэффициент Картера по продольной оси $\kappa_{dc} = 1,2987$ и по поперечной $\kappa_{qc} = 1,2928$ очень близки, соответствующие индуктивные сопротивления по продольной x_{ad} и по поперечной x_{aq} осям также близки и их можно приравнять индуктивному сопротивлению реакции якоря неявнополюсной машины:

$$x_{ad} \approx x_{aq} \approx x_a;$$

$$x_a = \kappa_a \frac{4}{\pi} \cdot \frac{F_a}{F_\delta} = 1 \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{5820}{5180} = 1,425 \text{ о. е.}$$

Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения. Принимая сопротивление рассеяния лобовой части обмотки возбуждения при немагнитных бандажах равным $0,02\, x_a$, можно выразить коэффициент рассеяния обмотки ротора, рассчитанный по потокосцеплениям [71],

$$\sigma = 1,02 + \frac{0,835 \cdot 10^{-8} F_\delta S_{п2} l_2}{\Phi_1 w_2 \kappa_{об\,2}} \left[\frac{3h'_2}{b''_{п2}} + \frac{h''_2}{b'_{п2}} + \frac{\delta}{2t_2} \right].$$

В § 30.4. при определении магнитной проводимости для поперечного пазового потока рассеяния ротора использовали следующие размеры, установленные из расчета заполнения паза ротора и рис. 7.5:

$$h'_2 \simeq 21 \text{ мм}; \; h''_2 \simeq 88,5 \text{ мм}; \; b'_{п2} = 9,9 \text{ мм}; \; b''_{п2} = 12,0 \text{ мм}.$$

Следовательно,

$$\sigma = 1,02 + \frac{0,835 \cdot 10^{-8} \cdot 5180 \cdot 18 \cdot 44}{0,0647 \cdot 54 \cdot 0,788} \left(\frac{88,5}{9,9} + \frac{3 \cdot 21}{12,0} + \frac{6,0}{2 \cdot 36,4} \right) = 1,02 + 0,178 = 1,198.$$

Полное индуктивное сопротивление обмотки возбуждения

$$X_f = \sigma x_a = 1,198 \cdot 1,425 = 1,708 \text{ о. е.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения [71]

$$x_f = X_f - x_a = (\sigma - 1)\, x_a = 1,708 - 1,425 = (1,198 - 1)\, 1,425 = 0,283 \text{ о. е.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря. Индуктивное сопротивление пазового рассеяния в о. е. для случая $1 \geqslant \beta \geqslant \frac{2}{3}$, где $\beta = 0,833$ [71],

$$x_п = 3,35 \frac{F_a l_a}{\kappa^2_{об1} \Phi_1 q_1} \left(\frac{h''_1}{3b'_{п1}} + \frac{h'_1}{b'_{п1}} \right) \frac{3\beta + 1}{4} 10^{-8} = 3,35 \frac{5820 \cdot 44}{0,922^2 \cdot 0,0647 \cdot 4} \left(\frac{35,4}{3 \cdot 12,6} + \frac{4,7}{12,6} \right) \frac{3 \cdot 0,833 + 1}{4} 10^{-8} = 0,0443 \text{ о. е.}$$

Из расчета заполнения паза якоря (**см.** рис. 7.3) $h''_1 = 35,4$ мм и $h'_1 = 4,7$ мм.

Кроме радиальной составляющей потока в воздушном зазоре, в нем будет также иметь место тангенциальная составляющая основного потока. Она будет являться потоком рассеяния. Чтобы ее учесть, нужно найти проводимость по головкам зубцов $\lambda_г$, которую в [99] рекомендуется определять по формуле

$$\lambda_г = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2\kappa_{c1}\delta}{b'_п} \right)^2}}{2} - \frac{2\kappa_{c1}\delta}{\pi b'_п} \operatorname{arc\,tg} \frac{2\kappa_{c1}\delta}{b'_п} + \frac{\kappa_{c1}\delta}{b'_п} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot 1,1785 \cdot 6,0}{12,6} \right)^2}}{2} - \frac{2 \cdot 1,1785 \cdot 6,0}{\pi \cdot 12,6} \operatorname{arc\,tg} \frac{2 \cdot 1,1785 \cdot 6,0}{12,6} + \frac{1,1785 \cdot 6,0}{12,6} = 0,17.$$

Здесь $\kappa_{c1} = 1,1785$ — коэффициент Картера, обусловленный пазами статора.

Индуктивное сопротивление рассеяния по головкам (коронкам) зубцов в о. е. для $1 \geqslant \beta > \frac{2}{3}$ [71]

$$x_г = 3,35 \frac{F_a l_a}{\kappa^2_{об1} \Phi_1 q_1} \lambda_г \frac{3\beta + 1}{4} 10^{-8} = 3,35 \frac{5820 \cdot 44}{0,922^2 \cdot 0,0647 \cdot 4} 0,17 \times \frac{3 \cdot 0,833 + 1}{4} 10^{-8} \simeq 0,0058.$$

Потоки высших гармонических в воздушном зазоре, составляющие разность между полным потоком в зазоре и потоком основной гармонической, будут создавать в обмотке статора индуктивное сопротивление, которое называется индуктивным сопротивлением дифференциального рассеяния обмотки статора и которое может быть выражено в о. е.

$$x_д = \kappa_д x_a = 0,00625 \cdot 1,425 = 0,0089,$$

где $\kappa_д = 0,00625$ — коэффициент дифференциального рассеяния, определяемый по рис. 7.10.

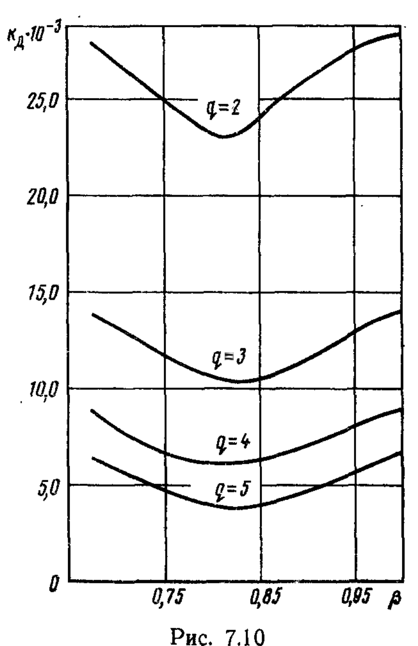


Рис. 7.10

Индуктивное сопротивление рассеяния лобовых частей обмотки якоря в о. е.

$$x_{лоб}=1,055\frac{F_a\tau_{лоб}}{\kappa_{у1}^2\Phi_1}(3\beta-1)10^{-8}=1,055\frac{5820\cdot 31,2}{0,966^2\cdot 0,0647}(3\cdot 0,833-1,0)10^{-8}=$$
$$=0,0477.$$

Здесь $\tau_{лоб}=31,2$ см — среднее полюсное деление по лобовым частям, взято на $D_{лоб}\approx D_i+h_z'$.

Полное рассеяние обмотки якоря

$$x_s=x_п+x_г+x_д+x_{лоб}=0,0443+0,0058+0,0089+0,0477=0,1067 \text{ о. е.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния демпферной обмотки. Демпферную обмотку, уподобленную беличьей клетке короткозамкнутого двигателя, можно представить в виде многофазной обмотки, число пар полюсов которой равно числу пар полюсов статора $2p=8$, число фаз ротора—сумме всех демпферных стержней и клиньев Z_0, число витков в фазе $w_{22}=\frac{1}{2}$, а обмоточный коэффициент беличьей клетки $\kappa_{об22}=1,0$. Пренебрегая индуктивностью короткозамыкающих торцовых медных листов, индуктивное сопротивление рассеяния ротора с беличьей клеткой в относительных единицах можно выразить

$$x_{демп}=8\mu_0\frac{F_a}{\Phi_1}\left[\frac{l_2(\lambda_с+\lambda_г)}{\frac{Z_0}{2p}}\right]+x_m\kappa_{д22},$$

где $x_m=\frac{4}{\pi}\cdot\frac{F_a}{F_\delta}=\frac{4\cdot 5820}{\pi\cdot 5180}=1,43$ — реактивность взаимоиндукции обмотки статора и ротора асинхронных машин, о. е.;

$$\kappa_{д22}=\left(\frac{\pi p}{Z_0}\right)^2\frac{1}{\sin^2\frac{\pi p}{Z_0}}-1=\frac{\pi^2 4^2}{64^2}\cdot\frac{1}{\sin^2\frac{4\pi}{64}}-1\approx 0,0134$$

— коэффициент дифференциального рассеяния беличьей клетки. Однако эта формула была бы справедлива, если бы демпферная обмотка была однородна. В нашем случае индуктивное сопротивление рассеяния демпферной системы представляет собой результирующее индуктивное сопротивление рассеяния двух параллельно включенных участков: из демпферных стержней и из демпферных клиньев.

Индуктивное сопротивление рассеяния участка демпферных стержней

$$x_{д\,ст}=8\mu_0\frac{F_a}{\Phi_1}\frac{l_2(\lambda_с+\lambda_г')}{n_{22}}.$$

Здесь $n_{22}=5$ — число демпферных стержней на полюс;

удельная магнитная проводимость рассеяния паза демпферного стержня

$$\lambda_с=\frac{h_{22}}{3b_{22}}+\frac{h_0}{b_0}=\frac{5,6}{3\cdot 10,6}+\frac{2,5}{3,5}=0,892;$$

удельная магнитная проводимость рассеяния по головкам зубцов демпферных стержней

$$\lambda_г'=\frac{1}{\pi}\ln\frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\kappa_{со}\delta}{b_0}\right)^2}}{2}-\frac{2\kappa_{со}\delta}{\pi b_0}\operatorname{arctg}\frac{2\kappa_{со}\delta}{b_0}+$$
$$+\frac{\kappa_{со}\delta}{b_0}=\frac{1}{\pi}\ln\frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\cdot 1,0101\cdot 6,0}{3,5}\right)^2}}{2}-\frac{2\cdot 1,0101\cdot 6,0}{\pi\cdot 3,5}\times$$
$$\times\operatorname{arctg}\frac{2\cdot 1,0101\cdot 6,0}{3,5}+\frac{1,0101\cdot 6,0}{3,5}\approx 0,5,$$

где $\kappa_{со}=1,0101$ — коэффициент Картера, обусловленный шлицами демпферных стержней. Размеры см. рис. 7.5.

Следовательно,

$$x_{д.ст}=8\cdot 0,4\pi\cdot 10^{-8}\frac{5820}{0,0647}\cdot\frac{44(0,892+0,5)}{5}=0,111 \text{ о. е.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния участка демпферных клиньев

$$x_{д\,кл}=8\mu_0\frac{F_a}{\Phi_1}\cdot\frac{l_2(\lambda_{кл}+\lambda_г'')}{n_{33}}=8\cdot 0,4\pi\cdot 10^{-8}\frac{5820}{0,0647}\frac{44(0,154+0,19)}{3}=$$
$$=0,0457 \text{ о. е.}$$

Здесь $n_{33}=3$ — число демпферных клиньев на полюс;

$\lambda_{кл}=\frac{h_{33}}{3b_{кл}}=\frac{6}{3\cdot 13}=0,154$ — удельная магнитная проводимость паза (шлица) демпферного клина, где $h_{33}=6,0$ мм — толщина клина, $b_{кл}\approx 13$ мм — средняя ширина клина;

$\lambda_г''$ — удельная магнитная проводимость по головкам зубцов демпферных клиньев:

$$\lambda_г''=\frac{1}{\pi}\ln\frac{\sqrt{1-\left(\frac{2\kappa_{сз}\delta}{b_{33}}\right)^2}}{2}-\frac{2\kappa_{сз}\delta}{\pi b_{33}}\operatorname{arctg}\frac{2\kappa_{сз}\delta}{b_{33}}+$$
$$+\frac{\kappa_{сз}\delta}{b_{33}}=\frac{1}{\pi}\ln\frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\cdot 1,1202\cdot 6,0}{11,0}\right)^2}}{2}-$$
$$-\frac{2\cdot 1,1202\cdot 6,0}{\pi\cdot 11,0}\operatorname{arctg}\frac{2\cdot 1,1202\cdot 6,0}{11,0}+\frac{1,1202\cdot 6,0}{11,0}\approx 0,19,$$

где $\kappa_{сз}=1,1202$ — коэффициент Картера, обусловленный шлицами демпферных клиньев.

Результирующее индуктивное сопротивление рассеяния демпферной обмотки [71]

$$x_{демп}=\frac{1}{\frac{1}{x_{д.ст}}+\frac{1}{x_{д.кл}}}+x_m\kappa_{д22}=\frac{1}{\frac{1}{0,111}+\frac{1}{0,0457}}+1,43\cdot 0,0134=$$
$$=0,0323+0,0192=0,0515 \text{ о. е.}$$

Сверхпереходные индуктивные сопротивления:
по продольной оси

$$x''_d = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_a} + \frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{\text{демп}}}} = 0,1067 + \frac{1}{\frac{1}{1,425} + \frac{1}{0,283} + \frac{1}{0,0515}} = 0,149 \text{ о. е.};$$

по поперечной оси

$$x''_q = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_a} + \frac{1}{x_{\text{демп}}}} = 0,1067 + \frac{1}{\frac{1}{1,425} + \frac{1}{0,0515}} = 0,1565 \text{ о. е.}$$

Коммутирующее индуктивное сопротивление (7.11)

$$x_{\text{к}} = \frac{x''_d + \sqrt{x''_d x''_q}}{2} = \frac{0,149 + \sqrt{0,149 \cdot 0,1565}}{2} = 0,151 \text{ о. е.}$$

Выражая номинальное (базисное) сопротивление обмотки якоря как $Z_{\text{н}} = \frac{E_{\text{ф}1}}{I_{\text{ф}1}} = \frac{680}{740} = 0,92$ Ом, определяем коммутирующее сопротивление двигателя в абсолютных единицах

$$X_{\text{к}} = x_{\text{к}} Z_{\text{н}} = 0,151 \cdot 0,92 = 0,139 \text{ Ом}.$$

Находим коммутационную индуктивность, соответствующую этому сопротивлению,

$$L_{\text{к}} = \frac{X_{\text{к}}}{2\pi f} = \frac{0,139}{2\pi \cdot 80} = 0,000277 \text{ Г}.$$

Проверяем угол запаса δ

$$\cos\delta = \frac{I_d L_{\text{к}}}{0,865 \Phi_1 w_1 \kappa_{\text{об}1}} + \cos\beta = \frac{950 \cdot 0,000277}{0,865 \cdot 0,0647 \cdot 32 \cdot 0,925} + \cos 40° = 0,159 + 0,766 = 0,925 \text{ и } \delta = 22,3° \text{ эл.}$$

При заданном $\beta = 40°$ эл. разница в значениях предварительно принятого $\delta = 22°$ эл. и полученного в результате электромагнитного расчета $\delta = 22,3$ °эл. настолько мала, что практически не влияет на проделанный электромагнитный расчет, так как при расчете по формулам (7.5), (7.7), (7.8), (7.10), (7.15) для $\delta = 22,3°$ эл. величины $I_{\text{ф}1}$, $E_{\text{ф}1}$, Φ_1, n, $\cos\varphi$ имеют практически те же или близкие к ранее полученным значения.

Определяем другие важные параметры, характеризующие вентильный двигатель как синхронную машину. Синхронное индуктивное сопротивление

$$x_d \approx x_q \approx x_a + x_s = 1,425 + 0,1067 \approx 1,532 \text{ о. е.}$$

Переходное синхронное индуктивное сопротивление

$$x'_d = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_a} + \frac{1}{x_f}} = 0,1067 + \frac{1}{\frac{1}{1,425} + \frac{1}{0,283}} \approx 0,344 \text{ о. е.}$$

Ток возбуждения при холостом ходе и номинальном напряжении по спрямленной характеристике холостого хода (соответствующий магнитному напряжению воздушного зазора)

$$I_{\text{в}\delta} = \frac{F_\delta}{w_2} = \frac{5180}{54} = 96 \text{ А}.$$

Ток реакции якоря, приведенный к обмотке возбуждения,

$$I_{\text{в}a} = \frac{F_a}{\kappa_{\text{об}2} w_2} = \frac{5820}{0,788 \cdot 54} = 137 \text{ А}.$$

Ток обмотки возбуждения при коротком замыкании и номинальном токе якоря

$$I_{\text{вк}} = I_{\text{в}\delta} x_d = 96 \cdot 1,532 = 147 \text{ А}.$$

Ненасыщенное значение отношения короткого замыкания

$$\text{о. к. з.} = \frac{1}{x_d} = \frac{I_{\text{в}\delta}}{I_{\text{вк}}} = \frac{1}{1,532} = \frac{96}{147} = 0,653.$$

В номинальном режиме (насыщенное состояние)

$$\text{о. к. з} = \frac{\kappa_{\text{н}}}{x_d} = \frac{I_{\text{в}0}}{I_{\text{вк}}} = \frac{1,22}{1,532} = \frac{117}{147} = 0,797,$$

где $\kappa_{\text{н}} = \frac{I_{\text{в}0}}{I_{\text{в}\delta}} = \frac{117}{96} = 1,22$ — коэффициент насыщения в номинальном режиме

Статическая перегружаемость

$$S = \frac{I_{\text{вн}}}{I_{\text{вк}} \cos\varphi} = \frac{198}{147 \cos 24°} = 1,475.$$

Примечания. 1. Индуктивные сопротивления вообще рассчитываются приближенно. Испытания построенных вентильных двигателей показали, что опытные значения сверхпереходных индуктивных сопротивлений несколько меньше (на 10—15%), чем получаемые по приведенной методике расчета. Этого следует ожидать и в проектируемом двигателе.

2. Правильность выбора параметров демпферной обмотки прежде всего определяется ее индуктивным сопротивлением. При очень большом его значении (предельный случай — отсутствие демпферной обмотки, когда $x_{\text{демп}} \to \infty$), как показывают вышеприведенные формулы, резко возрастает индуктивное коммутационное сопротивление, что приводит из-за увеличения угла опережения открытия вентилей β к резкому снижению вращающего момента двигателя.

§ 30.8. Расчет потерь и к. п. д.

Потери в стальном пакете якоря (включая поверхностные потери от зубцовых полей ротора)

$$\Delta P_{\text{с}} = 1,805 (m_a p_a + m_z p_z),$$

где

$$p_a = \left[0,044 f + 5,6 \left(\frac{f}{100}\right)^2\right] B_{a1}^2 = \left[0,044 \cdot 80 + 5,6 \left(\frac{80}{100}\right)^2\right] 1,223^2 = 10,63 \text{ Вт/кг};$$

$$p_z = \left[0,044 f + 5,6 \left(\frac{f}{100}\right)^2\right] B_{z1}^2 = \left[0,044 \cdot 80 + 5,6 \left(\frac{80}{100}\right)^2\right] 1,62^2 = 18,7 \text{ Вт/кг},$$

$$\Delta P_{\text{с}} = 1,805 (630 \cdot 10,63 + 175 \cdot 18,7) = 18\,000 \text{ Вт}.$$

Активные потери в меди обмотки якоря (рассчитываются согласно ГОСТ 2582—72 при $t_н = 130°$ С и изоляции обмоток класса F).

Действующие значения гармонических тока фазы якоря в часовом режиме:

$$I_{ф1}=\frac{I_{ф1\infty}}{0,915}=\frac{676}{0,915}=740 \text{ А};$$

$$I_{ф5}=\frac{I_{ф5\infty}}{0,915}=\frac{122}{0,915}=133,5 \text{ А};$$

$$I_{ф7}=\frac{I_{ф7\infty}}{0,915}=\frac{78,5}{0,915}=86 \text{ А};$$

$$I_{ф11}=\frac{I_{ф11\infty}}{0,915}=\frac{35,3}{0,915}=38,6 \text{ А};$$

$$I_{ф13}=\frac{I_{ф13\infty}}{0,915}=\frac{22,8}{0,915}=25 \text{ А};$$

гармонической тока, обусловленной наличием пульсаций выпрямленного тока,

$$I_{\nu c}=\frac{I_{\nu c\infty}}{0,915}=\frac{84,5}{0,915}=92,5 \text{ А}.$$

Активные потери в меди обмотки якоря от гармонических тока якоря

$$\Sigma\Delta P_{Ma}=3\,[I_{ф1}^2\,\kappa_{Ф1}+I_{ф5}^2\,\kappa_{Ф5}+I_{ф7}^2\,\kappa_{Ф7}+I_{ф11}^2\,\kappa_{Ф11}+I_{ф13}^2\,\kappa_{Ф13}+$$
$$+I_{\nu c}^2\,(\kappa_{Ф16,7}+\kappa_{Ф183,3})]\,r_a\,t_r=3\,[740^2\cdot 1,0388+133,5^2\cdot 1,978+86^2\cdot 2,9+$$
$$+38,6^2\cdot 5,67+25^2\cdot 7,53+92,5^2\,(1,0+1,189)]\,0,00728\cdot 1,44=20\,600 \text{ Вт}.$$

Здесь коэффициенты Фильда, пропорциональные квадратному корню из частоты, использованы те же, что и при расчете потерь в длительном режиме работы, так как соответствующие частоты очень близки; $t_r = 1,44$ — коэффициент увеличения сопротивления меди при температуре нагрева $t_н = 130°$ С.

Потери от поперечного пазового поля, создаваемого обмоткой возбуждения,

$$\Delta P'_м=1,5N\,\frac{h_{пр}^2}{b'_п}\,f_ч^{1,5}\,b_{пр}\,H_{z1}\,h'_z\,l_a\cdot 10^{-6}=$$
$$=1,5\cdot 960\,\frac{0,315^2}{1,26}\,80^{1,5}\cdot 0,95\cdot 76\cdot 4,19\cdot 44,0\cdot 10^{-6}=1090 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери в меди обмотки якоря

$$\Sigma\Delta P_м=\Sigma\Delta P_{Ma}+\Delta P'_м=20\,600+1090=21\,690 \text{ Вт}.$$

Потери в обмотке возбуждения

$$\Delta P_{мв}=I_{вн}^2\,r_в\,t_r=198^2\cdot 0,304\cdot 1,44=17\,200 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери в демпферной обмотке от всех высших гармонических в часовом режиме определим, если ранее найденные потери в продолжительном режиме (см. § 30.6) разделим на коэффициент вентиляции в квадрате,

$$\Delta P_{c2}=\frac{\Delta P_{c2\infty}}{0,915^2}=\frac{5600}{0,915^2}=6700 \text{ Вт}.$$

Переходные потери на кольцах в щеточном контакте

$$\Delta P_{к\,(перех)}=I_{вн}\,\Delta U_щ=198\cdot 2,0=396 \text{ Вт},$$

где $\Delta U_щ = 2,0$ В — переходное падение напряжения в щеточном контакте.

Потери на трение щеток

$$\Delta P_{тр.\,щ}=9,81 n_щ\,S_щ\,\rho p_щ\,v_к=9,81\cdot 4\cdot 8,0\cdot 0,3\cdot 0,35\cdot 24,6=812 \text{ Вт}.$$

Здесь $n_щ = 4$ — число всех щеток;
$S_щ = 2,5 \cdot 3,2 = 8,0$ см^2 — площадь щетки;
$\rho = 0,3$ — коэффициент трения щеток о кольца;
$p_щ = 0,35$ кгс/см^2 — удельное давление на щетку;

$$v_к=\frac{\pi D_к\,n_ч}{60}=\frac{\pi\cdot 0,47\cdot 1200}{60}=24,6 \text{ м/с}—$$

окружная скорость на кольцах,
где $D_к = 470$ мм — диаметр рабочей поверхности контактных колец.

Механические потери (на трение в подшипниках и о вентилирующий воздух —0,2% от подведенной мощности)

$$\Delta P_{мех}=0,2\,\frac{U_d I_d}{100}=0,2\,\frac{1370\cdot 950}{100}=2600 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери

$$\Sigma\Delta P=\Delta P_c+\Sigma\Delta P_м+\Delta P_{мв}+\Delta P_{c2}+\Delta P_{к(перех)}+\Delta P_{тр.щ}+\Delta P_{мех}=$$
$$=18\,000+21\,690+17\,200+6700+396+812+2560\approx 67\,000 \text{ Вт}.$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta_д=\frac{U_d\,I_d-\Sigma\Delta P}{U_d\,I_d}=\frac{1370\cdot 950-67\,000}{1370\cdot 950}=0,948=94,8\,\%.$$

Отклонение от предварительно принятого к. п. д. (93,8%) незначительно и в сторону больших значений.

Таким образом, как следует из расчета реактивных сопротивлений и потерь, полученные параметры близки принятым и корректировки электромагнитного расчета не делаем.

§ 30.9. Расчет электромеханических характеристик

Характеристики двигателя рассчитаем при постоянном напряжении.

Выбирая несколько значений углов опережения открытия вентилей β, представляющих весь возможный рабочий диапазон, рассчитывают характеристики для всех степеней возбуждения при каждом из этих выбранных значений β. Ниже приведен пример расчета электромеханических характеристик для номинального значения угла $\beta = 40°$ эл. для степеней возбуждения $\kappa = 1,0$; 1,15; 0,8 при выпрямленном напряжении $U_d = 1370$ В.

Скоростные характеристики. Расчет удобно выполнить в табличной форме. Аргументом является выпрямленный ток I_d. Предварительно сделаем возможные упрощения в выражениях для определяемых величин.

При полном (номинальном) возбуждении ($\kappa = 1,0$) угол сдвига между э. д. с. и током фазы двигателя

$$\psi_{i1}=(\beta+\delta)/2=20+\delta/2.$$

Угол коммутации $\gamma = 40 - \delta$.

Закон изменения тока возбуждения (при нагрузке) (7.13)

$$I_{вн\,(i)}=\left(I_{вн\,(нач)}+AI_{вн\,(ном)}\,\frac{I_{di}}{I_{d\,(ном)}}\right)\kappa=\left(40+0,8\,\frac{198}{950}\,I_{di}\right)1,0=$$
$$=40+0,167 I_{di}$$

индекс i относится к текущим, отличным от номинального, значениям).

Действующее значение 1-й гармоники фазного тока якоря

$$I_{ф1}=I_d\frac{\sqrt{6}}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}=0{,}78I_d\frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}.$$

Н. с. реакции якоря на полюс

$$F_a=\frac{\sqrt{2}m_1}{4}\cdot\frac{w_1\kappa_{об1}}{p}I_{ф1}=7{,}85I_{ф1}.$$

Н. с. возбуждения на полюс (при нагрузке)

$$F_{вн}=I_{вн}w_2=54I_{вн}.$$

Н. с. возбуждения при холостом ходе $F_{во}$ определяем по (7.15), магнитный поток — по кривой холостого хода, построенной по табл. 7.1.

Косинус угла запаса δ

$$\cos\delta=\cos\beta+\frac{I_dL_к}{0{,}865\Phi_1w_1\kappa_{об1}}=\cos 40°+\frac{0{,}000277I_d}{0{,}865\cdot 32\cdot 0{,}922\Phi_1}=$$
$$=0{,}766+1{,}08\cdot 10^{-4}\frac{I_d}{\Phi_1}.$$

Угол запаса $\delta=\arccos(\cos\delta)$.

Действующее значение 1-й гармонической противо-э. д.с. по (7.8) с учетом активного падения напряжения в статоре

$$E_{ф1}=\frac{U_d-2I_dr_{at}}{1{,}17(\cos\beta+\cos\delta)}=\frac{1370-2\cdot 0{,}00728\cdot 1{,}44I_d}{1{,}17(\cos 40°+\cos\delta)}=\frac{1170-0{,}0179I_d}{0{,}766+\cos\delta}.$$

Частота вращения

$$n=\frac{E_{ф1}\cdot 60}{4{,}44\Phi_1pw_1\kappa_{об1}}=\frac{60E_{ф1}}{4{,}44\cdot 4\cdot 32\cdot 0{,}922\cdot\Phi_1}=0{,}1142\frac{E_{ф1}}{\Phi_1}.$$

Скорость локомотива

$$v_э=\frac{D_б n}{5{,}3\mu}=\frac{1{,}2n}{5{,}3\cdot 3{,}95}=0{,}0573n.$$

Расчет представлен в табл. 7.4.

С изменением степени возбуждения по сравнению с предыдущим случаем изменится только коэффициент в выражении для тока возбуждения; при усиленном (форсированном) возбуждении $\kappa=1{,}15$ и

$$I_{вн\,(i)}=\left(I_{вн\,(нач)}+AI_{вн\,(ном)}\frac{I_{di}}{I_{d\,(ном)}}\right)\kappa=\left(40+0{,}8\frac{198}{950}I_{di}\right)1{,}15=$$
$$=46+0{,}192I_{di}.$$

Расчет сведен в табл. 7.5.

При ослабленном возбуждении $\kappa=0{,}8$ и

$$I_{вн\,(i)}=\left(I_{вн\,(нач)}+AI_{вн\,(ном)}\frac{I_{di}}{I_{d\,(ном)}}\right)\kappa=\left(40+0{,}8\frac{198}{950}I_{di}\right)0{,}8=$$
$$=32+0{,}1335I_{di}.$$

Расчет представлен табл. 7.6.

Таблица 7.4

Показатель	Данные расчета							
I_d, о. е.	0,35	0,5	0,65	0,8	0,915	1,0	1,2	1,5
I_d, А	332	475	617	760	870	950	1140	1425
δ, ° эл	32	30	28	26	24	22	19	12
ψ_{i1}, ° эл	36	35	34	33	32	31	29,5	26
γ, ° эл	8	10	12	14	16	18	21	28
$I_{ф1}$, А	259	370	480	591	676	740	885	1100
F_a, А	2030	2900	3780	4640	5330	5820	6950	8630
$I_{вн}$, А	95,5	119,5	143	167	185	198	231	278
$F_{вн}$, А	5150	6450	7720	9020	10000	10700	12500	15000
$E_{во}$, А	3680	4330	4940	5600	6090	6320	7510	9040
Φ_1, Вб	0,0428	0,0496	0,0553	0,0603	0,0634	0,0647	0,0690	0,0735
$\cos\delta$	0,85	0,8695	0,8862	0,9022	0,9142	0,9245	0,9445	0,9755
δ, ° эл	31°48′	29°36′	27°36′	25°33′	23°54′	22°24′	19°12′	12°42′
$E_{ф1}$, В	721	710	703	693	688	682	673	658
n, об/мин	1 920	1 635	1 450	1 310	1 240	1 205	1 115	1 020
$v_э$, км/ч	110	93,7	83	75,2	71,2	69	64	58,5

В отличие от классических синхронных машин перегрузочная способность вентильного двигателя определяется не статической устойчивостью, а минимально-допустимым углом запаса δ. Учитывая то, что выключение тиристора происходит не мгновенно, имеет место определенное запаздывание, характеризуемое так называемым углом погасания, минимальный угол запаса не следует допускать менее 10—12° эл. ($\delta>10\div 12°$ эл). Как следует из вышеприведенного расчета характеристик, с ростом тока нагрузки I_d устойчивость (угол δ) уменьшается, особенно с уменьшением возбуждения.

В зоне перегрузок, чтобы не было резкого снижения устойчивости, целесообразно усиливать возбуждение. Таким образом, из приведенного расчета видно, что здесь имеют место явления, сходные с машинами постоянного (пульсирующего)

Таблица 7.5

Показатель	Данные расчета						
I_d, о. е.	0,3	0,5	0,8	1,0	1,2	1,5	1,65
I_d, А	285	475	760	950	1 140	1425	1570
δ,° эл.	33	31	27	24	21	15	11
ψ_{i1}, ° эл.	36°30′	35°30′	33°30′	32	30°30′	27°30′	25°30′
γ,° эл.	7	9	13	16	19	25	29
$I_{ф1}$, А	212	370	591	740	885	1 100	1 225
F_d, А	1 740	2 900	4 640	5 820	6 950	8 630	9 600
$I_{вн}$, А	95	137	192	228	265	320	347
$F_{вн}$, А	5 130	7 400	10 350	12 300	14 300	17 300	18 750
$F_{во}$, А	3 900	5 330	7 050	8 180	9 460	11 530	12 500
Φ_1, Вб	0,0452	0,0582	0,0675	0,071	0,0743	0,0778	0,079
$\cos\delta$	0,8343	0,854	0,8875	0,9100	0,9315	0,964	0,981
δ,°эл.	33°26′	31°21′	27°26′	24°30′	21°18′	15°25′	11°12′
$E_{ф1}$, В	730	718	700	687	677	662	655
n, об/мин	1 840	1 410	1 180	1 105	1 040	975	947
$v_э$, км/ч	105,5	80,7	67,7	63,5	59,6	55,7	54,2

Таблица 7.6

Показатель	Данные расчета			
I_d, о. е.	0,65	0,8	1,0	1,1
I_d, А	617	760	950	1 045
δ, ° эл	20	17	12	10
ψ_{i1}, ° эл	30	28,5	26	25
γ, ° эл	20	23	28	30
$I_{ф1}$, А	482	591	740	815
F_a, А	3 780	4 640	5 820	6 400
$I_{вн}$, А	114,5	133	159	172
$F_{вн}$, А	6 180	7 200	8 600	9 300
$F_{во}$, А	3 350	3 720	4 280	4 570
Φ_1, Вб	0,039	0,043	0,049	0,0518
cos δ	0,937	0,957	0,9753	0,984
δ, ° эл.	20°27′	16°51′	12°45′	10°18′
$E_{ф1}$, В	682	672	663	658
n, об/мин	1 990	1 780	1 540	1 450
$v_э$, км/ч	114	104	88,5	83,2

тока: в области высоких частот вращения для увеличения использования мощности целесообразно применять ослабление возбуждения, а при перегрузках усиливать возбуждение.

Характеристики к. п. д. Выше изложен подробный расчет потерь для номинального режима. Для построения кривой к. п. д. в зависимости от тока нагрузки необходимо выполнить расчет потерь для тех же значений токов нагрузки и тех режимов, для которых были рассчитаны скоростные характеристики. Трудоемким становится расчет добавочных потерь от высших гармонических тока. Предварительно проделанные расчеты показали, что суммарные потери, подсчитанные от высших гармонических тока в обмотке статора, получаются практически равными потерям, определенным по так называемому эффективному току высших гармонических при коэффициенте Фильда, взятом для частоты, соответствующей 6-й гармонической. Для ротора потери в демпферной обмотке от высших гармонических определяются с хорошей точностью по эффективному току высших гармонических в стержнях (клиньях) демпферной обмотки при коэффициенте вытеснения тока, соответствующем частоте 12-й гармонической.

Расчет кривой к. п. д. для номинального возбуждения ($\kappa = 1{,}0$, $U_d = 1370$В) представлен в табл. 7.7. Предварительно делаем возможные упрощения в выражениях для определяемых величин.

Потери в стальном пакете якоря (включая поверхностные потери от зубцовых полей ротора), Вт

$$\Delta P_c = 1{,}805\,(m_a\,p_a + m_z\,p_z) = 1{,}805\,(630 p_a + 175 p_z) = 1137 p_a + 316 p_z,$$

где p_a находим по (2.269), p_z — по (2.270):

$$B_{a1} = 18{,}9\Phi_1; \quad B_{z1} = 25{,}1\Phi_1.$$

Потери в меди обмотки якоря, Вт, от основной гармонической тока фазы якоря

$$\Delta P_{м1} = 3 I_{ф1}^2\,\kappa_{Ф1}\,r_a\,t_r = 3 I_{ф1}^2\,\kappa_{Ф1}\cdot 0{,}00728\cdot 1{,}44 = 0{,}0314 I_{ф1}^2\,\kappa_{Ф1};$$

то же от высших гармонических

$$\Delta P_{мвг} = 3 I_{вг}^2\,\kappa_{Ф6}\,r_a\,t_r = 3 I_{вг}^2\,\kappa_{Ф6}\cdot 0{,}00728\cdot 1{,}44 = 0{,}0314 I_{вг}^2\,\kappa_{Ф6},$$

Таблица 7.7

Показатель	Данные расчета							
I_d, о. е.	0,35	0,5	0,65	0,8	0,915	1,0	1,2	1,5
I_d, А	332	475	617	760	870	950	1 140	1 425
γ, ° эл	8	10	12	14	16	18	21	28
n, об/мин	1 920	1 632	1 450	1 310	1 240	1 205	1 115	1 020
f, Гц	128	109	97	87,5	83	80,5	77	68
Φ_1, Вб	0,0428	0,0496	0,0553	0,0603	0,0634	0,0647	0,069	0,0735
B_{a1}, Т	0,81	0,94	1,045	1,14	1,2	1,223	1,305	1,39
B_{z1}, Т	1,075	1,245	1,39	1,515	1,59	1,62	1,735	1,85
p_a, Вт/кг	9,715	10,12	10,42	10,58	10,81	10,73	11,42	10,84
p_z, Вт/кг	17,1	17,75	18,43	18,68	18,99	18,82	20,19	19,1
ΔP_c, Вт	16 450	17 155	17 665	17 300	18 300	18 140	19 370	18 300
$I_{ф1}$, А	259	370	480	591	676	740	885	1 100
$\kappa_{ф1}$	1,095	1,069	1,055	1,043	1,039	1,037	1,034	1,027
$\Delta P_{м1}$, Вт	2 310	4 600	7 650	11 440	14 900	17 800	25 400	39 000
$\kappa_{ф6}$	4,42	3,47	2,95	2,6	2,43	2,35	2,24	1,96
$\kappa_{вг}$	0,044	0,0411	0,0385	0,0355	0,0328	0,0307	0,0268	0,019
$\Delta P_{мвг}$, Вт	675	1 010	1 365	1 680	1 900	2 050	2 450	2 380
H_{z1}, А/см	4,98	8,7	17,2	41,8	63,5	76	165	245
$f^{1,5}$	1 450	1 140	957	820	756	722	686	561
$\Delta P'_м$, Вт	144	198	328	683	955	1 090	2 050	2 740
$\kappa_{ф12кл}$	2,8	2,59	2,44	2,31	2,25	2,21	2,16	2,04
ΔP_{c2}, Вт	1 430	2 540	3 800	5 070	6 000	6 600	8 150	8 550
$I_{вн}$, А	95,5	119,5	143	167	185	198	231	278
$\Delta P_{мв}$, Вт	3 980	6 250	8 930	12 200	15 000	17 150	23 300	33 800
$\Delta P_{к(перех)}$, Вт	191	239	286	334	370	396	462	556
$\Delta P_{тр.щ}$, Вт	1 725	1 470	1 300	1 175	1 110	1 080	1 000	915
$\Delta P_{мех}$, Вт	4 110	3 500	3 100	2 800	2 660	2 580	2 380	2 180
$\Sigma\Delta P$, Вт	31 015	36 962	44 424	52 682	61 195	66 886	84 562	108 421
$\eta_д$	0,932	0,943	0,947	0,949	0,949	0,949	0,946	0,945

где коэффициент Фильда $\kappa_{Ф6}$ находим для 6-й гармоники по (7.16), а эффективный ток высших гармонических — по [78]

$$I_{вг} = I_d \sqrt{\frac{2\pi-\gamma}{3\pi} - \frac{24}{\pi^2\gamma^2}\sin^2\frac{\gamma}{2}} = I_d\,\kappa_{вг}.$$

Здесь сомножитель $\kappa_{вг}$ зависит только от угла γ, поэтому сомножитель $\kappa_{вг}^2$, входящий в нижеприводимую формулу, можно брать по рис. 7.11. Следовательно,

$$\Delta P_{мвг} = 0{,}0314 I_d^2\,\kappa_{вг}^2\,\kappa_{Ф6}.$$

Потери в меди обмотки якоря от поперечного поля в пазах статора, создаваемого обмоткой возбуждения,

$$\Delta P'_м = 1{,}5N\,\frac{h_{пр}^2}{b'_п}\,f^{1,5}\,b_{пр}\,H_{z1}\,h'_z\,l_a\cdot 10^{-6} = 1{,}5\cdot 960\,\frac{0{,}315^2}{1{,}26}\,f^{1,5}\times$$

$$\times 0{,}95 H_{z1}\cdot 4{,}19\cdot 44{,}0\cdot 10^{-6} = 0{,}0199 f^{1,5} H_{z1}.$$

Потери в обмотке возбуждения

$$\Delta P_{мв} = I_{вн}^2\,r_в\,t_r = I_{вн}^2\cdot 0{,}304\cdot 1{,}44 = 0{,}437 I_{вн}^2.$$

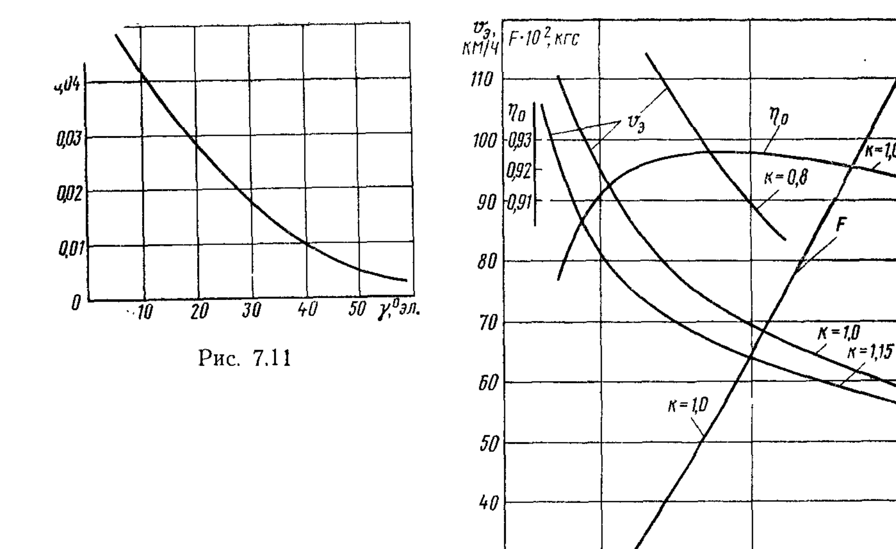


Рис. 7.11

Рис. 7.12

Определяя действующее значение эффективного тока высших гармонических в стержнях (клиньях) демпферной обмотки как $\kappa_i I_{вг} = \kappa_i \kappa_{вг} I_d$, где $\kappa_i = 2{,}78$ — коэффициент трансформации токов, можем записать

$$\Delta P_{c2} = (\kappa_i \kappa_{вг} I_d)^2\, 2p\, [n_{22} (\kappa_{Ф12ст}\, r_{22} + 2r_л) + n_{33}\, \kappa_{Ф12кл}\, r_3] =$$

$$= (2{,}78\kappa_{вг} I_d)^2\, 8\, [5 (\kappa_{Ф12ст} \cdot 0{,}212\cdot 10^{-3} + 0{,}0956\cdot 10^{-3}) + 3\kappa_{Ф12кл}\cdot 0{,}155\cdot 10^{-3}] =$$

$$= (2{,}78\kappa_{вг} I_d)^2\, (0{,}00848\kappa_{Ф12ст} + 0{,}00372\kappa_{Ф12кл} + 0{,}00383) \approx$$

$$\approx (2{,}78\kappa_{вг} I_d)^2\, (0{,}0122\kappa_{Ф12кл} + 0{,}00383).$$

Так как для частоты 12-й гармонической коэффициенты Фильда демпферных клина и стержня близки, для сокращения вычислений пользуемся одной, большей величиной $\kappa_{Ф12кл}$ — коэффициентом Фильда демпферного клина.

Переходные потери на кольцах в щеточном контакте

$$\Delta P_{к\,(перех)} = I_{вн}\, \Delta U_щ = 2 I_{вн}.$$

Потери на трение щеток

$$\Delta P_{тр.щ} = 9{,}81 n_щ\, S_щ\, \rho p_щ\, v_к = 9{,}81\cdot 4\cdot 8{,}0\cdot 0{,}3\cdot 0{,}35\, \frac{\pi\cdot 0{,}52}{60}\, n = 0{,}8975n.$$

Механические потери (на трение в подшипниках и о вентилирующий воздух)

$$\Delta P_{мех} = 0{,}002\, \frac{U_d I_d}{n_ч}\, n = 0{,}002\, \frac{1370\cdot 950}{1200}\, n = 2{,}17n.$$

Суммарные потери

$$\Sigma\Delta P = \Delta P_c + \Delta P_{м1} + \Delta P_{мвг} + \Delta P'_м + \Delta P_{мв} + \Delta P_{c2} + \Delta P_{к\,(перех)} + \Delta P_{тр.щ} + \Delta P_{мех}.$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta_д = \frac{U_d I_d - \Sigma\Delta P}{U_d I_d}.$$

Характеристика вращающего момента на валу двигателя и тягового усилия на оси колесной пары. Вращающий момент на валу, кгс·м

$$M = 974\, \frac{U_d I_d \eta_д}{n}\, 10^{-3}.$$

Тяговое усилие на оси локомотива, кгс

$$F = \frac{367 U_d I_d \eta_d \eta_з}{v}\, 10^{-3},$$

где $\eta_з$ — к. п. д. зубчатой передачи.

Расчеты сведены в табл. 7.8 (при U_d = 1370 В, κ = 1,0).

Таблица 7.8

Показатель	Данные расчета							
I_d, о. е.	0,35	0,5	0,65	0,8	0,915	1,0	1,2	1,5
I_d, А	332	475	617	760	870	950	1 140	1 425
n, об/мин	1 920	1 632	1 450	1 310	1 240	1 205	1 115	1 020
$\eta_д$	0,932	0,943	0,947	0,949	0,949	0,949	0,946	0,945
M, кгс·м	215	366	538	735	888	998	1 290	1 760
$v_э$, км/ч	110	93,7	83	75,2	71,2	69	64	58,5
$\eta_з$	0,947	0,967	0,974	0,975	0,975	0,975	0,973	0,9705
η_0	0,883	0,912	0,922	0,925	0,925	0,925	0,922	0,917
F, кгс	1 340	2 330	3 450	4 700	5 680	6 400	8 240	11 230

Аналогично следует рассчитать характеристики вращающего момента и тягового усилия при других степенях возбуждения (κ = 1,1 и κ = 0,8).

Электромеханические характеристики изображены на рис. 7.12.

РАЗДЕЛ ВОСЬМОЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 31

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АСИНХРОННОГО ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ В УВЯЗКЕ С ПУСКОРЕГУЛИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

§ 31.1. Основы теории управления амплитудой и частотой напряжения асинхронного двигателя

Введем обозначения:

n — частота вращения ротора, об/мин;

n_1 — частота вращения магнитного поля статора, об/мин;

$f_1 = pn_1/60$ — частота напряжения, питающего обмотку статора, Гц;

$f_r = pn/60$ — механическая частота вращения ротора, Гц;

p — число пар полюсов.

Из теории асинхронных машин известно, что относительное скольжение

$$s = (n_1 - n)/n_1; \tag{8.1}$$

частота э. д. с., индуктируемой в обмотке ротора, так называемая абсолютная частота скольжения, Гц

$$f_2 = \frac{p(n_1 - n)}{60} = f_1 - f_r = \frac{pn_1}{60} \cdot \frac{n_1 - n}{n_1} = f_1 s; \tag{8.2}$$

частота вращения ротора, об/мин

$$n = 60(f_1 - f_2)/p. \tag{8.3}$$

Угловая скорость вращающегося магнитного поля двигателя однозначно определяется частотой тока статора

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{p} f_1. \tag{8.4}$$

Угловая скорость ротора

$$\omega = \omega_1 (1 - s). \tag{8.5}$$

Так как относительное скольжение s достаточно мало, можно считать, что частота вращения ротора двигателя однозначно определяется частотой тока статора. Абсолютное скольжение ротора ω_Δ определяется разностью угловых скоростей вращающегося поля и ротора

$$\omega_\Delta = \omega_1 - \omega = \omega_1 - \omega_1(1 - s) = \omega_1 s = \frac{2\pi}{p} f_1 s = \frac{2\pi}{p} f_2, \tag{8.6}$$

откуда следует, что частота абсолютного скольжения (частота тока в роторе) пропорциональна абсолютному скольжению ротора ω_Δ

$$f_2 = \omega_\Delta \frac{p}{2\pi}. \tag{8.7}$$

Для аналитического описания процесса регулирования и управления асинхронных двигателей вместо реальных значений напряжения, подводимого к обмотке статора U_1, его частоты f_1 и абсолютного скольжения ω_Δ, удобно пользоваться их значениями в относительных единицах, приняв за базовые величины номинальные напряжения $U_{1н}$, частоту $f_{1н}$ и угловую скорость $\omega_{1н}$, т. е. введя следующие относительные параметры [90, 93]:

$$\gamma = U_1/U_{1н}; \tag{8.8}$$

$$\alpha = f_1/f_{1н}; \tag{8.9}$$

$$\rho = \omega_\Delta/\omega_{1н} = f_2/f_{1н}. \tag{8.10}$$

При этом относительное скольжение

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\omega_\Delta}{\omega_1} = \frac{f_2}{f_1} = \frac{\beta}{\alpha}. \tag{8.11}$$

Уравнение напряжений обмотки статора

$$\dot{U} = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1, \tag{8.12}$$

где

$$E_1 = c_1 \Phi f_1 = c_1 \Phi f_{1н} \alpha. \tag{8.13}$$

Здесь $c_1 = 4{,}44\, \kappa_{об1} w_1$, $\kappa_{об1}$ — обмоточный коэффициент; w_1 — число витков фазы обмотки.

Ток статора

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2'), \tag{8.14}$$

где $\dot{I}_2'$ — приведенный ток ротора; $\dot{I}_0$ — ток холостого хода.

Ток ротора определяется моментом нагрузки и может быть найден из выражения электромагнитного момента двигателя через электрические потери в роторе

$$\Delta P_{м2} = m_2 r_2 I_2^2 = M_э \omega_\Delta, \tag{8.15}$$

откуда

$$I_2 = \sqrt{M_э \omega_\Delta/(m_2 r_2)}, \tag{8.16}$$

где m_2 — число фаз;

r_2 — активное сопротивление обмотки ротора.

Таким образом, ток ротора зависит только от момента нагрузки, абсолютного скольжения и конструктивных параметров m_2 и r_2 машины.

Уравнение (8.12) первичной цепи двигателя в более развернутом виде имеет вид

$$\dot{U}_1 = -c_1 f_{1н} \dot{\Phi} \alpha + \dot{I}_1 (r_1 + j x_{1н} \alpha). \tag{8.17}$$

Пренебрегая падением напряжения в цепи статора, т. е. принимая $|U_1| \approx |E_1|$ из формулы (8.17), имеем выражение для магнитного потока

$$\dot{\Phi} \approx \frac{1}{c_1 f_{1н}} \cdot \frac{\dot{U}_1}{\alpha} = \frac{1}{c_1} \cdot \frac{\dot{U}_1}{f_1}, \tag{8.18}$$

откуда следует известное положение о том, что магнитный поток зависит от соотношения напряжения U_1 и частоты f_1.

Решая вопрос более строго, не пренебрегая падением напряжения в цепи статора, магнитный поток представим в виде

$$\dot{\Phi} = \frac{1}{c_1 f_{1н}} \left(\frac{\dot{U}_1}{\alpha} - \dot{I}_1 \frac{r_1}{\alpha} - j \dot{I}_1 x_{1н} \right). \tag{8.19}$$

Из этого выражения видно, что на магнитный поток также влияет изменение нагрузки ($\dot{I}_1$). Это влияние незначительно при работе двигателя с частотой, близкой к номинальной ($\alpha = f_1/f_{1н} \approx 1$), так как активное сопротивление r_1 мало, мало и произведение $\dot{I}_1 \frac{r_1}{\alpha}$.

Однако при уменьшении частоты f_1, а следовательно, и α это произведение растет гиперболически $\left(\text{при } f_1 = 0,\ \alpha = 0;\ \frac{r_1}{\alpha} = \infty\right)$ и с влиянием его на поток приходится считаться.

Так как в первичном токе $\dot{I}_1$ основной составляющей является ток ротора $\dot{I}_2$, следует внимательно присмотреться к величинам, его определяющим.

Как известно, ток ротора

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{r_2 + jx_{2s}} = \frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2s}}, \tag{8.20}$$

где

$$E_{2s} = sE_2 = c_2 \Phi f_2. \tag{8.21}$$

В этих выражениях:

E_{2s} — э. д. с. в обмотке вращающегося ротора;
E_2 — то же неподвижного ротора;
r_2 — активное сопротивление обмотки ротора;
$x_{2s} = sx_2 = 2\pi L_2 f_2 = 2\pi L_2 f_1 s$ — индуктивное сопротивление обмотки ротора при частоте скольжения;
x_2 — то же неподвижного ротора;
L_2 — индуктивность обмотки ротора;
c_2 — постоянная в формуле э. д. с. ротора:

$$c_2 = 4{,}44\ w_2 \kappa_{об2},$$

где $\kappa_{об2}$ — обмоточный коэффициент;
w_2 — число витков обмотки ротора.

Учитывая приведенные выражения, уравнению (8.20) придаем вид

$$\dot{I}_2 = \frac{c_2 \dot{\Phi} f_2}{r_2 + j(2\pi L_2) f_2}, \tag{8.22}$$

а умножив и разделив это выражение на f_1/f_2, получим

$$\dot{I}_2 = \frac{c_2 \dot{\Phi} f_1}{r_2 f_1/f_2 + j(2\pi L_2) f_1} = \frac{\dot{E}_{2\alpha}}{r_2 f_1/f_2 + jx_{2\alpha}}, \tag{8.23}$$

где $\dot{E}_{2\alpha}$ и $x_{2\alpha}$ — э. д. с. и индуктивное сопротивление обмотки ротора при частоте статора f_1.

Подставив сюда $f_1 = f_{1н}\alpha$ и $f_2 = f_{1н}\beta$, получим

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{r_2 \cdot 1/\beta + jx_2}, \tag{8.24}$$

откуда видно, что ток ротора зависит только от магнитного потока (через E_2) и абсолютного скольжения (через β) и не зависит от частоты тока статора.

Из уравнения (8.15) с использованием (8.11) и (8.24) получаем выражение для электромагнитного момента двигателя

$$M = \frac{m_1 c_1^2 f_{1н}^2}{\omega_{1н}} \Phi^2 \frac{r_2'}{r_2'^2 \frac{1}{\beta} + x_2'^2 \beta} \tag{8.25}$$

(здесь параметры ротора приведены к статору).

Следовательно, при заданном значении потока электромагнитный момент двигателя зависит только от абсолютного скольжения и не зависит от частоты тока статора.

Как подчеркнуто в [90], в уравнениях для тока ротора и момента место, которое при номинальной частоте занимало относительное скольжение s, при частотном управлении занял *параметр абсолютного скольжения* β. Последний в теории асинхронного двигателя при управляемой частоте играет такую же роль, как относительное скольжение s при постоянной частоте. Относительное же скольжение ротора при частотном управлении не может служить параметром, однозначно характеризующим момент двигателя, так как по формуле (8.11) оно зависит от частоты статора. Следовательно, поведение асинхронного двигателя при частотном управлении полностью и однозначно определяется тремя независимыми переменными [90]: частотой напряжения статора или относительным параметром α, напряжением или параметром γ и моментом двигателя или параметром β, который следует рассматривать как промежуточный параметр нагрузки.

§ 31.2. Закон оптимального регулирования амплитудой и частотой напряжения

Академиком М. П. Костенко [91] предложен общий закон регулирования, который математически выражается следующими соотношениями:

$$\frac{U_1}{U_{1н}} = \frac{f_1}{f_{1н}} \sqrt{\frac{M}{M_н}} = \frac{f_1}{f_{1н}} \cdot \frac{\Phi}{\Phi_н} \tag{8.26}$$

или в относительных единицах

$$\gamma = \alpha\sqrt{\mu} = \alpha\varphi, \qquad (8.27)$$

где $\mu = M/M_н$ — относительный момент;
$\varphi = \Phi/\Phi_н$ — относительный поток.

Этому уравнению М. П. Костенко дает следующую интерпретацию: «Если сконструировать асинхронный двигатель для частоты $f_{1н}$, момента $M_н$ и напряжения на зажимах $U_{1н}$ и изменять при новом значении момента напряжение U_1 и частоту f_1, чтобы удовлетворялось соотношение (8.26), то двигатель будет работать при практически неизменном коэффициенте перегружаемости, неизменном $\cos\varphi$ и постоянном абсолютном скольжении, а его к. п. д. будет зависеть только от изменения частоты $f_1/f_{1н}$ и практически не будет зависеть от изменения момента на валу $M/M_н$, если насыщение магнитной цепи двигателя не слишком велико».

Этот закон частотного регулирования получается на основании следующих рассуждений. Так как момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату магнитного потока Ф, то для того, чтобы коэффициент статической перегружаемости $M_{max}/M_н$ при разных частотах оставался одинаковым, необходимо регулировать напряжение так, чтобы выдерживалось соотношение

$$\Phi^2/\Phi_н^2 = M_{max}/M_н. \qquad (8.28)$$

Но пренебрегая падением напряжения в обмотке статора, можно записать

$$U_1/U_{1н} \approx \Phi f_1/(\Phi_н f_{1н}). \qquad (8.29)$$

Сопоставление формул (8.28) и (8.29) приводит к формуле (8.26). В [90] и [91] показано, что при управлении по (8.26) поведение двигателя описывается следующими соотношениями:

$$\Phi/\Phi_н = \sqrt{M/M_н}; \qquad (8.28')$$

$$I_{1a}/I_{1aн} = (\Phi/\Phi_н)\sqrt{M/M_н}, \qquad (8.30)$$

где I_{1a} — активная составляющая тока статора;

$$P_2/P_{2н} = \frac{f_1}{f_{1н}}\cdot\frac{M}{M_н}, \qquad (8.31)$$

где P_2 — полезная мощность двигателя;

$$s/s_н = f_{1н}/f_1 = 1/\alpha; \qquad (8.32)$$

$$\eta = \frac{P_{2н}}{P_{2н} + \Delta P_м\frac{f_{1н}}{f_1} + \Delta P_{гист} + \Delta P_{вихр}\frac{f_1}{f_{1н}} + \Delta P_{мех}\frac{M_н}{M}\sqrt{\frac{f_1}{f_{1н}}}}, \qquad (8.33)$$

где η — коэффициент полезного действия;
$\Delta P_м$, $\Delta P_{гист}$, $\Delta P_{вихр}$ и $\Delta P_{мех}$ — соответственно потери в меди, в стали на гистерезис, в стали на вихревые токи и механические при номинальной частоте.

Если полагать магнитную цепь двигателя ненасыщенной и не учитывать падения напряжения в активных сопротивлениях статора, то для той области частот, где последнее условие допустимо, поведение двигателя характеризуется одной и той же круговой диаграммой в относительных масштабах всех величин. Диаметр окружности тока D, активный ток и ток холостого хода изменяются по закону

$$D/D_н \approx I_{a1}/I_{a1н} \approx I_0/I_{0н} \approx \sqrt{M/M_н}. \qquad (8.34)$$

Положение вектора тока статора, а следовательно, и коэффициент статической перегружаемости $M_{max}/M_н$ будут неизменными при всех частотах и угловых скоростях двигателя, абсолютное скольжение имеет постоянное значение, а потери — минимальное при всех скоростях и нагрузках.

Характерной и принципиальной особенностью соотношения (8.26) в обобщенном смысле является регулирование напряжения и, следовательно, потока двигателя непрерывно, соответственно изменениям нагрузки, приложенной к валу двигателя.

Закон регулирования (8.26) М. П. Костенко можно рассматривать по-разному в зависимости от способа его реализации.

При езде с постоянной скоростью

$$U_1/U_{1н} = \Phi/\Phi_н = \sqrt{M/M_н}, \qquad (8.35)$$

т. е. напряжение и магнитный поток должны изменяться пропорционально корню квадратному из изменения текущего момента нагрузки, который в общем случае содержит и динамическую составляющую. Отсюда следует, что коэффициент статической перегружаемости утрачивает свой обычный смысл как запас статической устойчивости, потому что с увеличением нагрузки будут соответственно возрастать и поток, и момент, и предел этому возрастанию наступит лишь с насыщением машины. Таким образом, если в обычных условиях поток двигателя уменьшается с увеличением момента из-за падения напряжения в обмотке статора (8.19), то в режиме (8.35) он равен нулю при идеальном холостом ходе и возрастает с увеличением момента нагрузки. Именно поэтому двигатель в этом режиме работает с минимальными потерями и максимальным к. п. д. [91]. В обычных условиях потери в стали с уменьшением нагрузки несколько возрастают, а в рассматриваемом режиме уменьшаются.

При езде с постоянной мощностью момент должен изменяться обратно пропорционально частоте:

$$M/M_н = f_{1н}/f_1. \qquad (8.36)$$

Подставляя выражение (8.36) в (8.26), получаем:

$$U_1/U_{1н} = \sqrt{f_1/f_{1н}} = \sqrt{M_н/M}; \quad \gamma = \sqrt{\alpha} = \sqrt{\frac{1}{\mu}}. \qquad (8.37)$$

Для расширения диапазона регулирования частоты вращения может быть осуществлен режим постоянной мощности (получаемой от преобразователя) при постоянном напряжении (например, максимально

возможном). Поток двигателя по (8.19), если не учитывать падения напряжения в сопротивлениях, будет изменяться обратно пропорционально частоте (параметру α) и прямо пропорционально квадратному корню из изменения момента нагрузки:

$$\Phi/\Phi_{н} = f_{1н}/f_1 = \sqrt{M/M_{н}};\quad \varphi = 1/\alpha = \sqrt{\mu}. \qquad (8.38)$$

Основной и наиболее распространенный на практике закон — это *регулирование напряжения пропорционально частоте при постоянном моменте*:

$$U_1/U_{1н} = f_1/f_{1н};\quad \gamma = \alpha;\quad U_1 = U_{1н}\alpha. \qquad (8.39)$$

В электрической тяге этот режим также может иметь распространение в очень широком диапазоне рабочих характеристик локомотива — от трогания с места и разгона до конструкционной скорости. В режиме $U_1 = U_{1н}\alpha$ при частотах примерно выше половины номинального значения асинхронный двигатель работает в условиях, мало отличающихся от работы при номинальной частоте [93]. Но при дальнейшем уменьшении частоты характеристики двигателя резко ухудшаются из-за снижения магнитного потока вследствие падения напряжения в активных сопротивлениях статора и преобразователя частоты. Указанный недостаток можно устранить, если при управлении напряжением увеличивать его значение по сравнению с $U_1 = U_{1н}\alpha$ на величину, равную падению напряжения в активных сопротивлениях R_1 статора и преобразователя частоты:

$$\dot U_1 = \dot U_{1н}\alpha + \dot I_1 R_1;\quad \gamma = \alpha + \frac{\dot I_1}{U_{1н}} R_1. \qquad (8.40)$$

При введении такой компенсации падения напряжения магнитный поток асинхронного двигателя зависит только от нагрузки и не зависит от частоты вплоть до нуля.

В режиме с компенсацией I_1R_1 двигатель при всех частотах работает в условиях, наиболее близких к условиям его работы при номинальной частоте. Отличие будет состоять только в перемещении с изменением частоты на круговой диаграмме точки короткого замыкания $s = 1$, с понижением частоты будет увеличиваться критическое скольжение. Двигатель будет работать [93] с минимальными потерями во всем диапазоне частот, но только при одном, номинальном значении момента. С уменьшением нагрузки при том же значении частоты его к. п. д. будет уменьшаться. Естественно, что рассмотренные частные случаи не существуют в электрической тяге изолированно друг от друга, а встречаются в совокупности, и их соотношения бывают различны во всех многообразных режимах ведения поезда, осуществляемых системой управления, которая в значительной степени автоматизирована в зависимости от нагрузки. Соотношение (8.26) будет давать точное выражение оптимального закона управления, если под напряжением понимать не напряжение на зажимах двигателя, а некоторое внутреннее напряжение

$$\dot U_1' = \dot U_1 - \dot I_1 R_1. \qquad (8.41)$$

Естественно, в этой формуле R_1 должно учитывать сопротивление только обмоток статора, если $\dot U_1$ — напряжение, измеренное на его зажимах, но оно должно учитывать также сопротивление преобразователя частоты, если $\dot U_1$ — внутренняя э. д. с. преобразователя частоты.

В новой форме оптимальный закон (8.26) будет иметь вид

$$\frac{U_1'}{U_{1н}} = \frac{|(\dot U_1 - \dot I_1 R_1)|}{U_{1н}} = \frac{f_1}{f_{1н}}\sqrt{\frac{M}{M_{н}}} \qquad (8.42)$$

или в относительных единицах

$$\gamma' = \alpha\sqrt{\mu}. \qquad (8.43)$$

Причем в [90] показано, что этот закон с хорошим приближением осуществляется при управлении с постоянным абсолютным скольжением ω_Δ, т. е. с постоянной частотой абсолютного скольжения, так как если

$$\omega_\Delta = \beta\omega_{1н} = \frac{\omega_{1н}}{f_{1н}} f_2 = \mathrm{const},\quad \text{то}\quad \beta = \mathrm{const}\quad \text{и}\quad f_2 = \mathrm{const}.$$

Последнее обстоятельство, как будет показано ниже, и легло в основу частотного управления асинхронными тяговыми двигателями.

При проектировании частотно-регулируемого асинхронного двигателя легче, чем в асинхронных двигателях общего назначения, решаются основные проблемы: пуска и перегрузочной способности. В двигателях общего назначения, работающих при постоянной номинальной частоте, для увеличения пускового момента:

увеличивают сопротивление стержней короткозамкнутой клетки, что приводит к увеличению потерь в роторе, повышению их нагрева и снижению к. п. д.;

уменьшают реактивные сопротивления, что не всегда легко выполнимо и, кроме того, приводит к увеличению пусковых токов.

Частотно-регулируемый асинхронный двигатель следует проектировать, руководствуясь в основном при выборе сечений меди обмоток допустимым их нагревом. В частности, такой двигатель можно проектировать с малым активным сопротивлением ротора и, следовательно, с низкой абсолютной частотой скольжения, с малым относительным скольжением (1% и ниже) в номинальном режиме, благодаря чему повышается к. п. д. При работе с постоянной номинальной частотой двигатель с таким низким сопротивлением ротора будет иметь очень малый пусковой момент (см. пример расчета), большой пусковой ток и будет очень чувствителен к колебаниям частоты. Частотно-регулируемый двигатель может развивать пусковые моменты, даже превышающие предельный перегрузочный момент, определяемый номинальными значениями частоты и напряжения. Для этого на неподвижный двигатель следует подать повышенное напряжение, так как потери в стали и механические потери при пуске с пониженной частотой незначительны, можно допускать бо́льшие токи, чтобы создать большие моменты.

Желательно спроектировать двигатель с малым активным сопротивлением обмотки статора (если при этом не ущемляются другие стороны проекта). В частности, Ю. М. Косым и Ю. А. Шибаевым [112] отмечено, что предпочтительно осуществлять пуск двигателя на устойчивой части механической характеристики, так как при этом обеспечивается плавный разгон двигателя, с требующимся моментом при наименьшем токе статора. Для такого пуска необходимо, чтобы критическое скольжение, соответствующее максимальному моменту, было $s_{крит} > s = 1$. При этом должно быть $(r_1/r_2') < 1$, и чем меньше это отношение, т. е. чем меньше активное сопротивление обмотки статора по сравнению с приведенным активным сопротивлением ротора, тем больше та пусковая частота, при которой может быть осуществлен пуск на устойчивой части механической характеристики, а последнее важно для исполнения регулировочно-пускового электрооборудования электровоза. По их рекомендации плотность тока в обмотке статора должна составлять 0,5—0,8 плотности тока в медном стержне короткозамкнутого ротора.

Также в эксплуатации при высоких скоростях не представляет затруднения получение больших моментов при высоких скоростях за счет рационального регулирования либо напряжения, либо частоты скольжения. При этом не требуется, чтобы спроектированный двигатель имел пониженное индуктивное сопротивление рассеяния или повышенное активное сопротивление обмотки ротора. В общем случае частотно-регулируемый двигатель может быть лучше использован, чем двигатели с фиксированными напряжением и частотой.

§ 31.3. Особенности работы асинхронного частотно-регулируемого тягового двигателя

На рис. 8.1 показана механическая характеристика двигателя с короткозамкнутым ротором при неизменной частоте. Система регулирования частоты должна обеспечивать работу двигателя только в устойчивой области характеристики (сплошная линия). При работе в пределах этого участка по мере увеличения нагрузки увеличивается скольжение s, возрастает и частота абсолютного скольжения ротора f_2. Обычно у асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором при возрастании нагрузки от нуля до максимального значения скольжение изменяется от $s = 0$ до $s \simeq 5\%$, а частота абсолютного скольжения ротора — от $f_2 = 0$ до $f_2 \simeq 5$ Гц. В номинальном режиме двигатель работает при частоте абсолютного скольжения 0,8—1,2 Гц. Оценим, насколько снижается частота вращения двигателя при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке, например, для случая: $p = 4$; $f_1 = 90$ Гц; $f_2 = 1{,}0$ Гц. В режиме идеального холостого хода ($f_2 = 0$) двигатель вращается с синхронной скоростью $n_1 = 1350$ об/мин. При номинальной нагрузке, т. е. при $f_2 = 1{,}0$ Гц частота вращения снизится незначительно — до 1335 об/мин. Поэтому говорят, что асинхронному двигателю при постоянной частоте тока статора присущи жесткие характеристики [87].

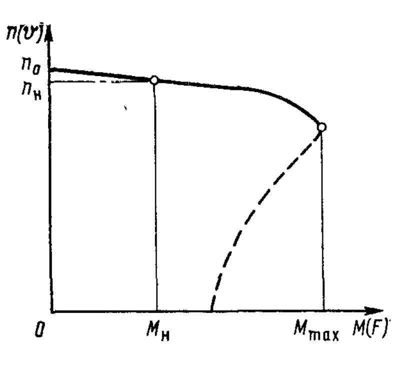


Рис. 8.1

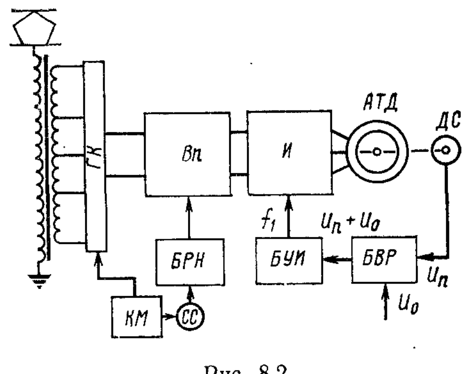


Рис. 8.2

Для регулирования частоты вращения двигателя необходимо изменять частоту тока, питающего обмотку статора в широких пределах. Известно, что магнитный поток в воздушном зазоре

$$\Phi \cong U_1/(c w_1 f_1), \qquad (8.44)$$

где w_1 — число витков фазы статорной обмотки;
c — постоянный коэффициент.

Для сохранения магнитного потока неизменным, помимо частоты, необходимо в той же степени изменять и напряжение питания статора, что и показывает формула (8.44). Следовательно, преобразовательная установка должна позволять регулировать в широких пределах как частоту, так и напряжение на зажимах обмотки статора двигателя.

На рис. 8.2 показана принципиальная структурная схема преобразования напряжения и частоты. Регулирование напряжения можно осуществлять как переключением ступеней вторичной обмотки трансформатора с помощью группового контроллера *ГК*, так и плавно, в пределах каждой позиции, фазовым управлением тиристорами выпрямителя *Вп*. Выпрямленное напряжение подается на вход автономного инвертора *И*, который формирует трехфазное напряжение регулируемой частоты, питающее статор двигателя *АТД*. Как видим, здесь применяется преобразователь частоты с явно выраженным звеном постоянного тока, состоящий из последовательно соединенных выпрямителя и инвертора, причем регулирование напряжения осуществляется в звене постоянного тока на стороне выпрямителя.

В цепь автоматического регулирования частоты входят блок ведения режима *БВР*, блок управления инвертором *БУИ* и датчик скорости *ДС*, связанный с ротором двигателя (встроенный в буксу колесной пары). Сигнал *ДС* пропорционален частоте вращения двигателя n, т. е. механической частоте вращения ротора f_r. В блоке *БВР* сигнал датчика скорости u_n и постоянный сигнал u_0, задающий частоту абсолютного скольжения f_2, суммируются. Сумма сигналов подается на вход задающего генератора, входящего в блок *БУИ*. Этот генератор задает выходную частоту инвертора *И*, которая является частотой статора f_1. Поскольку частота задающего генератора определяется суммой

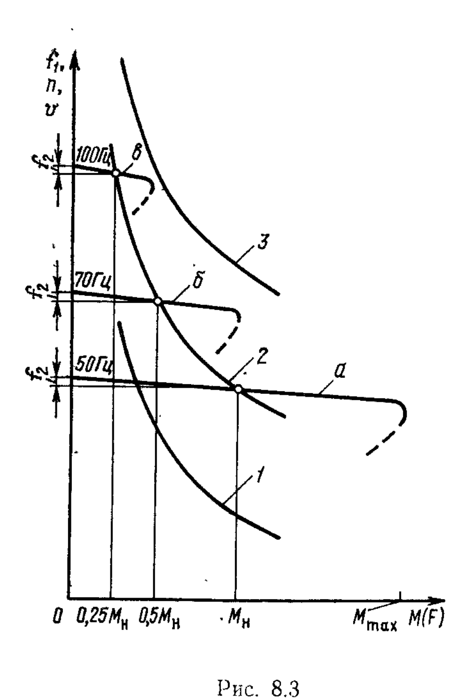


Рис. 8.3

сигналов $u_n + u_0$, то автоматически поддерживается равенство $f_1 = f_r + f_2$. Следовательно, при любом значении n частота тока статора превышает механическую частоту вращения ротора на постоянную наперед заданную величину $f_2 = 0,6 \div 1,3$ Гц с точностью $\pm$ 0,1 Гц и тем самым обеспечивается режим работы двигателя с постоянным абсолютным скольжением ротора.

Рассмотрим формирование скоростных характеристик регулируемого двигателя. Например, если двигатель с $p = 3$ при частоте $f_1 = 50$ Гц и напряжении 500 В имеет номинальный магнитный поток $\Phi_н$, а система регулирования поддерживает $f_2 = 1,0$ Гц, в соответствии с формулой (8.3) $n = 980$ об/мин и он развивает номинальный момент $M_н$ (рис. 8.3, кривая *а*).

По мере увеличения скорости движения поезда растет сигнал *ДС*, увеличивается частота тока задающего генератора и статора двигателя. Если она возрастет в $\sqrt{2}$ раз и достигнет 70,5 Гц, то при фиксированном напряжении статора (500 В) магнитный поток двигателя в соответствии с равенством (8.44) уменьшится в 1,41 раза. Максимальный момент двигателя M_{max}, находящийся в квадратичной зависимости от магнитного потока при частоте $f_1 = 70,5$ Гц уменьшится в 2 раза. Поэтому момент при $f_2 = 1,0$ Гц составит 0,5 $M_н$ (кривая *б*); частота вращения при этом будет равна 1390 об/мин.

Если частота тока статора возрастет в 2 раза и достигнет 100 Гц, то при напряжении 500 В магнитный поток снизится до 0,5 $\Phi_н$, а развиваемый двигателем момент при $f_2 = 1,0$ Гц составит 0,25 $M_н$ (кривая *в*), при этом $n = 1980$ об/мин. Таким образом, тяговые характеристики двигателя в режиме постоянного абсолютного скольжения ротора при фиксированных напряжениях статора становятся достаточно «мягкими», близкими к характеристикам тяговых двигателей постоянного тока последовательного возбуждения (кривая *2*).

Следует, однако, отметить, что названные характеристики справедливы для случая сравнительно медленного, плавного изменения скорости электровоза. В случае же резкого изменения частоты вращения двигателя (например, при срыве сцепления колес с рельсами) характеристики двигателя могут быть весьма жесткими, поскольку в цепь регулирования частоты входят инерционные элементы. По этой причине процессы боксования на таком электровозе протекают менее интенсивно и легче поддаются устранению, чем на электровозах с двигателями постоянного тока последовательного возбуждения.

При изменении напряжения на зажимах статора характеристики двигателя смещаются в область более низких или более высоких скоростей, но имеют тот же вид (кривые *1* и *3*). Таким обрзом, одновременным изменением частоты и напряжения статора в зависимости от закона, по которому взаимно регулируются напряжение и частота тока статора, можно получить характеристики любой жесткости.

В состав одного преобразователя частоты входят: один общий выпрямитель, два трехфазных автономных регулируемых инвертора, сглаживающий реактор и емкостный фильтр, коммутирующие конденсаторы и дроссели, один зарядный агрегат, питающей цепи коммутации инвертора.

Подробное описание работы трансформатора, выпрямителя и автономного инвертора и осуществляемых ими процессов регулирования выпрямленного напряжения, инвертирования, формирования трехфазного напряжения и регулирования его величины и частоты изложено в [87, 88].

§ 31.4. Напряжения на зажимах и токи в обмотках двигателя; потери от высших гармонических

Как известно, путем включения и гашения вентилей инвертора в определенной последовательности и с заданной частотой на обмотке статора двигателя формируется трехфазное напряжение, имеющее ступенчатую форму. Диапазон регулирования частоты в настоящее время составляет от 0 до 150 Гц. На рис. 8.4 изображена идеализированная форма напряжения фазы двигателя; высота одной ступени $\frac{1}{3}\ U_d$; наибольшая высота соответствует двум ступеням и равна $\frac{2}{3}\ U_d$ (U_d — выпрямленное напряжение).

Так как это напряжение несинусоидально, появляются высшие гармонические напряжения и тока. В отличие от пространственных высших гармоник намагничивающей силы и магнитного потока, обусловленных геометрией и конструкцией машины, высшие гармонические напряжения и тока — это временные гармоники. Несинусоидальное напряжение представим в виде суммы гармонических составляющих

$$U_ф(\theta) = \sum_{1}^{\infty} U_{ф\nu}(\theta),$$

где $\theta = 2\pi f_1 t$ — время в угловых единицах, определяемых частотой f_1 выходного напряжения инвертора; ν — порядковый номер гармоники.

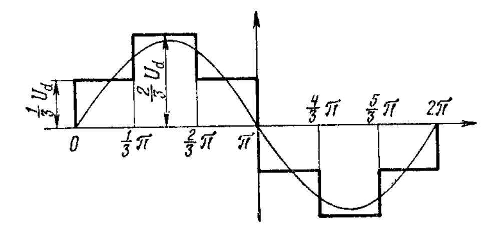


Рис. 8.4

Так как эта ступенчатая кривая симметрична относительно оси абсцисс, в ней должны содержаться только нечетные гар-

моники. Рассматривая ступенчатую кривую состоящей из трех участков, можно записать и получить в общем виде выражение для амплитуды ν-й гармонической фазового напряжения (за половину периода):

$$U_{\phi\nu\max}=\frac{2}{\pi}\left[\int\limits_{\theta=0}^{\theta=\frac{\pi}{3}}\frac{1}{3}U_d\sin\nu\theta d\theta+\int\limits_{\theta=\frac{1}{3}\pi}^{\theta=\frac{2}{3}\pi}\frac{2}{3}U_d\sin\nu\theta d\theta+\right.$$

$$\left.+\int\limits_{\theta=\frac{2}{3}\pi}^{\theta=\pi}\frac{1}{3}U_d\sin\nu\theta d\theta\right]=\frac{2}{\pi}\left[\frac{1}{3}U_d\left(-\frac{1}{\nu}\cos\nu\theta\right)\Big|_0^{\frac{\pi}{3}}+\right.$$

$$\left.+\frac{2}{3}U_d\left(-\frac{1}{\nu}\cos\nu\theta\right)\Big|_{\frac{1}{3}\pi}^{\frac{2}{3}\pi}+\frac{1}{3}U_d\left(-\frac{1}{\nu}\cos\nu\theta\right)\Big|_{\frac{2}{3}\pi}^{\pi}\right]=$$

$$=\frac{2}{3\pi\nu}U_d\left[-\cos\frac{\nu\pi}{3}+\cos\nu\cdot 0-2\cos\frac{2\pi\nu}{3}+2\cos\frac{\nu\pi}{3}-\right.$$

$$\left.-\cos\nu\pi+\cos\frac{2\nu\pi}{3}\right]=\frac{2}{3\nu\pi}U_d\left(\cos\frac{\nu\pi}{3}+\cos\nu\cdot 0-\right.$$

$$\left.-\cos\frac{2\nu\pi}{3}-\cos\nu\pi\right)=\frac{2}{3\nu\pi}U_d\left(1+\cos\frac{\nu\pi}{3}-\cos\frac{2\nu\pi}{3}-\cos\pi\nu\right). \quad (8.45)$$

После подстановки в последнее выражение $\nu = 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7;\ldots$ убеждаемся, что в кривой фазного напряжения не содержатся четные гармоники и гармоники, кратные трем.

Следовательно, текущее значение фазного напряжения, разложенное в гармонический ряд, имеет вид

$$u_{\phi}=\frac{2}{\pi}U_d\left(\sin\theta+\frac{1}{5}\sin 5\theta+\frac{1}{7}\sin 7\theta+\frac{1}{11}\sin 11\theta+\frac{1}{13}\sin 13\theta\right), \quad (8.46)$$

а амплитуды отдельных гармонических выразятся по формуле (8.45)

$$U_{\phi\nu\max}=\frac{2}{\nu\pi}U_d. \quad (8.47)$$

Действующее значение ν-й гармоники фазного напряжения равно

$$U_{\phi\nu}=\frac{\sqrt{2}}{\nu\pi}U_d=0{,}451\frac{1}{\nu}U_d. \quad (8.48)$$

При соединении фаз обмотки статора в звезду действующее значение ν-й гармоники линейного напряжения

$$U_{л\nu}=\sqrt{3}\frac{\sqrt{2}}{\nu\pi}U_d=\frac{\sqrt{6}}{\nu\pi}U_d=0{,}781\frac{U_d}{\nu}. \quad (8.49)$$

Так как инвертор работает на противо-э. д. с., имеющую синусоидальную форму, то ток в фазе двигателя определяется разницей между приложенным ступенчатым напряжением и синусоидальной противо-э. д. с. При пуске двигателя на низкой частоте, когда индуктивность обмоток близка к нулю, форма тока повторяет форму напряжения и токи отдельных гармонических будут определяться соотношениями, аналогичными формулам (8.47) и (8.48).

В номинальном режиме для определения токов отдельных гармонических в асинхронном двигателе используем примененный А. Я. Бергером [95] метод «гармонических двигателей», основанный на принципе наложения. Несинусоидальное напряжение, подведенное к двигателю, разлагаем на гармонические составляющие. Машину представляем в виде ряда сидящих на одном валу «гармонических» двигателей, каждый из которых питается напряжением своей гармоники. Для каждого «гармонического» двигателя составляем схему замещения. По схеме замещения для каждой гармоники могут быть рассчитаны ток, потери, момент, а затем результаты просуммированы. Насыщение при этом можно учитывать, используя параметры схем замещения для гармоник при номинальном потоке. Высшие гармоники тока в трехфазной машине образуют вращающиеся магнитные поля. Число полюсов этих полей и полюсное деление равны числу полюсов и полюсному делению основного магнитного поля. Частота гармоники тока ν-го порядка в ν раз больше основной частоты, поэтому частота вращения поля ν-й гармоники в ν раз больше частоты вращения основного поля. Гармоники порядка $\nu = 6\kappa + 1$ образуют трехфазные системы, у которых порядок следования фаз одинаков с основной гармоникой, и, следовательно, их поля вращаются согласно с основным (здесь $\kappa = 1, 2, 3,\ldots$). Гармоники порядка $\nu = 6\kappa - 1$ образуют трехфазные системы с обратным порядком чередования фаз и поля их вращаются встречно основному. Частота вращения поля гармоники $n_{\nu} = \nu n_1$.

Для асинхронного двигателя все эквивалентные «гармонические» двигатели асинхронные (для вентильного двигателя эквивалентный двигатель для 1-й гармоники синхронный, а для высших гармоник эквивалентные двигатели асинхронные, так как поля высших гармоник вращаются с частотами бо́льшими частоты вращения ротора).

Скольжение эквивалентных двигателей для высших гармоник равно

$$s_{\nu}=(\nu n_1\pm n)/(\nu n_1)\approx 1\pm 1/\nu. \quad (8.50)$$

Схема замещения для отдельных гармоник представлена на рис. 8.5. Определив параметры схемы замещения и напряжение для каждой гармоники, можно найти токи высших гармоник двигателя

$$I_{\phi\nu}=\frac{U_{\phi\nu}}{\sqrt{\left(r_{1\nu}+\frac{r'_{2\nu}}{s_{\nu}}\right)^2+(x_1+x'_{2\nu})^2}}. \quad (8.51)$$

В [79] показано, что имеющиеся методы расчета *добавочных потерь* в электрических машинах *от пространственных гармоник* противоречивы и дают результаты, которые далеки от полученных эксперимен-

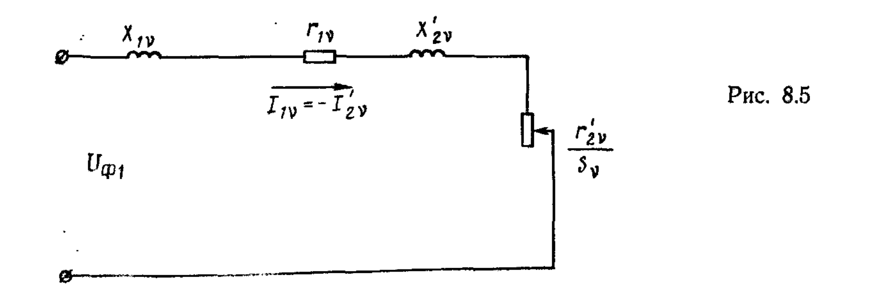


Рис. 8.5

тально, и нет пока возможности выполнить их достоверный расчет для таких крупных и напряженных машин, как тяговые двигатели.

На практике при проектировании асинхронных двигателей для учета добавочных потерь от зубцовых гармонических индукции, т. е. добавочных потерь холостого хода, пользуются согласно методике завода «Электросила» коэффициентом $C_п$ [80], на который умножают основные потери в стали. Для асинхронных двигателей с открытыми пазами статора и короткозамкнутым ротором принимают $C_п = 2{,}7 \div 3{,}0$.

Из-за наличия временных высших гармонических составляющих в токе и напряжении в двигателях появляются добавочные потери:

в стали статора и ротора от гармоник напряжения;

в меди обмоток статора и ротора от гармоник тока.

Эти потери снижают к. п. д. двигателя и увеличивают перегрев его обмоток.

Коэффициент мощности двигателя из-за наличия высших гармоник тока снижается за счет того, что в этих токах преобладает индуктивная составляющая, а также за счет мощности искажения [79]. *Потери в стали машины от высших гармонических составляющих напряжения*

$$\Delta P_{свг} = \Delta P_с \frac{m_1 + m_2}{m_1} \sum_{\nu = 5;\ 7;\ 11;\ 13;\ \dots}^{\infty} \nu^{-2,7}, \qquad (8.52)$$

где $\Delta P_с$ — основные потери в стали; m_1, m_2 — масса стали соответственно статора и ротора.

Для расчета *добавочных потерь в меди от высших гармоник тока* требуется определение параметров соответствующих схем замещения с учетом вытеснения тока. Индуктивные сопротивления схемы замещения для ν-й гармоники рассчитывают по [80]:

$$x_{1\nu} = \nu x_1 \kappa_{x1\nu} \text{ — для статора и } x'_{2\nu} = \nu x'_2 \kappa_{x2\nu} \text{ — для ротора.}$$

Здесь среднее значение коэффициента уменьшения индуктивности при частоте гармонической порядка ν по отношению к индуктивности при основной частоте для всего паза, состоящего из m элементарных проводников по высоте, с учетом того, что вытеснение тока имеет место только в пазовой части обмотки статора

$$\kappa_{x1\nu} = \left\{\left[\frac{1}{m^2}\varphi_1(\xi) + \frac{m^2-1}{m^2}\psi_1(\xi)\right] - 1\right\}\frac{l_a}{l_{s1}+l_a} + 1. \qquad (8.53)$$

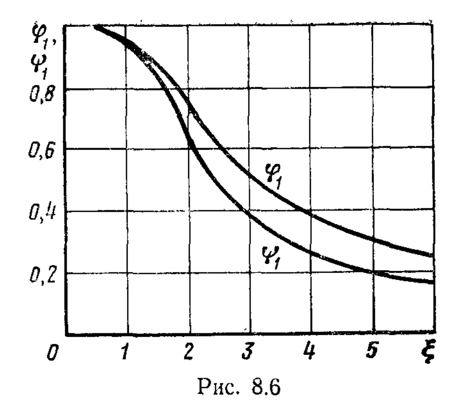


Рис. 8.6

Соответствующий коэффициент для ротора ($m = 1$)

$$\kappa_{x2\nu} = [\varphi_1(\xi) - 1]\frac{l_2}{l_{w2}} + 1, \qquad (8.54)$$

где ξ — приведенная высота проводника по формуле (2.142); $\varphi_1(\xi)$ и $\psi_1(\xi)$ — функции приведенной высоты (рис. 8.6);

$$\varphi_1(\xi) = \frac{3}{2\xi}\cdot\frac{\operatorname{sh}2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch}2\xi - \cos 2\xi}$$

и $$\psi_1(\xi) = \frac{1}{\xi}\cdot\frac{\operatorname{sh}\xi - \sin\xi}{\operatorname{ch}\xi + \cos\xi}.$$

Активные сопротивления эквивалентных схем:

$$r_{1\nu} = r_1 \kappa_{Ф1\nu}; \quad r'_{2\nu} = r'_2 \kappa_{Ф2\nu},$$

где коэффициенты Фильда $\kappa_{Ф_1\nu}$ и $\kappa_{Ф_2\nu}$ находят по формуле (4.59). Естественно, что индуктивные и активные сопротивления должны быть приведены к обмотке статора.

Заключая настоящую главу, отметим [89], что по сравнению с вентильным двигателем асинхронный двигатель требует более сложной системы преобразования тока: выпрямления переменного тока в постоянный, а затем инвертирования постоянного тока в трехфазный регулируемой частоты, связанного с принудительной коммутацией тока.

Двойное преобразование энергии (и возможное в связи с этим повышение потерь энергии), необходимость специальных коммутирующих устройств, относительная сложность системы управления могут создавать дополнительные трудности в практическом применении этих простейших по конструкции тяговых двигателей.

Глава 32

ПРИМЕР РАСЧЕТА ТЯГОВОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

§ 32.1. Проектное задание и установление основных расчетных данных

Тип двигателя	асинхронный частотно-регулируемый с короткозамкнутым ротором
Номинальный расчетный режим	продолжительный
Мощность тягового двигателя	$P_2 = 1200$ кВт
Тяговое усилие одной оси при среднеизношенных бандажах, не менее	$F_\infty = 6250$ кгс

14*

Выпрямленное напряжение	$U_d = 1700$ В
Число фаз обмотки статора	$m_1 = 3$
Номинальная частота абсолютного скольжения	$f_2 = 1{,}0$ Гц
Напряжение изоляции обмоток двигателя относительно земли	$U_c = 1500$ В
Класс нагревостойкости изоляции обмотки статора	F
Подвеска	опорно-осевая
Зубчатая передача	двусторонняя, косозубая, одноступенчатая
Модуль зацепления (нормальный)	$m_н = 12{,}0$ мм
Расстояние между нижней точкой кожуха зубчатой передачи и головкой рельса (клиренс) при новых бандажах, не менее	$b = 120$ »
Диаметр бандажа ведущего колеса по кругу катания:	
нового	$D'_б = 1250$ »
средиеизношенного	$D_б = 1200$ »
Максимальная скорость электровоза	$v_{max} = 110$ км/ч
Максимальная окружная скорость ротора, не более	$v_{p\ max} = 100$ м/с
Максимальная частота вращения по условиям работоспособности роторных подшипников, не более	$n_{max} = 2100$ об/мин
Максимальная частота по условиям работоспособности тиристоров, не более	$f_{max} = 150$ Гц
Вентиляция	независимая, аксиальная

Устанавливаем основные исходные данные для электромагнитного расчета. Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{P_2}{U_d \eta_д} = \frac{1200 \cdot 10^3}{1700 \cdot 0{,}936} = 755 \text{ А},$$

где $\eta_д = 0{,}936$ — принятый предварительно к. п. д. двигателя.

Действующее значение основной гармонической фазного напряжения двигателя (8.48)

$$U_{ф1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} 1700 = 766 \text{ В}.$$

Действующее значение основной гармонической линейного напряжения двигателя (8.49)

$$U_{л1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} 1700 = 1330 \text{ В}.$$

Активная мощность на зажимах двигателя

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta_д} = \frac{1200}{0{,}936} = 1280 \text{ кВт}.$$

Полная мощность на зажимах двигателя

$$P_{полн} = \frac{P_2}{\eta_д \cos\varphi} = \frac{P_1}{\cos\varphi} = \frac{1280}{0{,}84} = 1520 \text{ кВА},$$

где $\cos\varphi = 0{,}84$ принят предварительно.

Действующее значение основной гармонической тока одной фазы статора двигателя (при соединении обмотки статора звездой)

$$I_{ф1} = \frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_{л1}\, \eta_д \cos\varphi} = \frac{P_{полн}}{\sqrt{3} U_{л1}} = \frac{1520}{\sqrt{3} \cdot 1330} = 660 \text{ А}.$$

Как и при проектировании вентильного двигателя, по условиям работоспособности роторных подшипников наибольшее передаточное число не должно превышать $\mu = 4{,}3$. Так как ротор проектируемого асинхронного двигателя короткозамкнутый, следует ожидать, что он будет по сравнению с ротором вентильного двигателя менее напряженным по электромагнитным и тепловым нагрузкам. Поэтому асинхронный двигатель при одинаковых заданных номинальных мощности и тяговом усилии может быть спроектирован на меньших диаметрах ротора и статора и более скоростным, чем вентильный. При этом не потребуется делать максимальную раздвижку по централи и может быть принята обычно применяемая оптимальная коррекция, равная $(0{,}5 \div 0{,}7)\ m_s$, а также, видимо, не потребуется глубокого врезания оси колесной пары в остов, и большей будет толщина тела остова в местах расположения моторно-осевых подшипников. Все соображения относительно параметров зубчатой передачи вентильного двигателя справедливы и для асинхронного. Поэтому принимаем такими же число зубьев большого зубчатого колеса $Z = 75$; модуль нормальный $m_н = 12{,}0$ мм; торцовый $m_s = 12{,}81$ мм. Число зубьев шестерни уменьшаем, приняв $z = 18$.

Передаточное число зубчатой передачи $\mu = 75/18 = 4{,}166$.

Получаем:

централь

$$Ц = \frac{m_s}{2}(Z + z) + 0{,}65 m_s = \frac{12{,}81}{2}(75 + 18) + 0{,}65 \cdot 12{,}81 \approx 604 \text{ мм};$$

максимальный внутренний диаметр остова (в расточке)

$$D_j = 2\left[Ц - \left(\frac{D_{вкл}}{2} + h_j\right)\right] = 2\left[604 - \left(\frac{235}{2} + 17{,}5\right)\right] = 938 \text{ мм},$$

где $D_{вкл} = 235$ мм — наружный диаметр вкладышей моторно-осевых подшипников;

$h_j = 17{,}5$ мм — толщина тела остова в местах расположения вкладышей моторно-осевых подшипников. Внешний диаметр активной стали статора принимаем на 2 мм меньшим:

$$D_a = D_j - 2 = 938 - 2 = 936 \text{ мм}.$$

Скорость локомотива

$$v_{э\infty} = \frac{367 P_2}{F_\infty} \eta_з = \frac{367 \cdot 1200}{6250} 0{,}975 = 68{,}8 \text{ км/ч},$$

где $\eta_з = 0{,}975$ — к. п. д. зубчатой передачи в номинальном режиме.

Частота вращения двигателя в номинальном режиме

$$n_\infty = \frac{5{,}3\ \mu v_{э\infty}}{D_б} = \frac{5{,}3 \cdot 4{,}166 \cdot 68{,}8}{1{,}2} = 1265 \text{ об/мин}.$$

Вращающий момент в продолжительном режиме

$$M_\infty = 974 \frac{P_2}{n_\infty} = 974 \frac{1200}{1265} = 925 \text{ кгс} \cdot \text{м}.$$

Частота вращения двигателя при максимальной скорости электровоза

$$n_{max} = n_\infty \frac{v_{max}}{v_\infty} = 1265 \frac{110}{68{,}8} = 2030 \text{ об/мин}.$$

Для заданной мощности целесообразно рассматривать и сопоставлять варианты с $2p=6$ и $2p=8$. Десятиполюсное исполнение двигателя неприемлемо, так как частота при максимальной скорости электровоза получается чрезмерно высокой — 170—180 Гц, превышая максимально допустимую по условиям работоспособности тиристоров (150 Гц).

Так как в системе с рассматриваемыми двигателями по сравнению с вентильными электрооборудование электровоза получается большей массы, следует стремиться иметь более легким тяговый двигатель (чтобы не превышать заданное давление оси на рельс). Принимаем $2p=8$, так как по сравнению с $2p=6$ двигатель получается меньшей массы за счет меньшей толщины спинок статора и ротора. Механическая частота вращения ротора

$$f_r=\frac{pn_\infty}{60}=\frac{4\cdot 1265}{60}=84{,}3 \text{ Гц}.$$

Максимальная механическая частота ротора

$$f_{r\max}=f_r\frac{n_{\max}}{n_\infty}=84{,}3\,\frac{2030}{1265}=135{,}5 \text{ Гц}.$$

Номинальная частота тока статора

$$f_{1н}=f_r+f_2=84{,}3+1{,}0=85{,}3 \text{ Гц}.$$

Максимальная частота тока статора

$$f_{1\max}=f_{r\max}+f_2=135{,}5+1{,}0=136{,}5 \text{ Гц}.$$

Частота вращения магнитного поля статора в номинальном режиме

$$n_1=\frac{60f_{1н}}{p}=\frac{60\cdot 85{,}3}{4}=1280 \text{ об/мин}.$$

Угловая скорость вращающегося магнитного поля статора в номинальном режиме (8.4)

$$\omega_{1н}=\frac{2\pi}{p}f_{1н}=\frac{2\pi}{4}\,85{,}3=134 \text{ рад/с}.$$

Угловая скорость ротора в номинальном режиме

$$\omega_н=\frac{2\pi}{p}f_r=\frac{2\pi}{4}\,84{,}3=132{,}5 \text{ рад/с}.$$

Абсолютное скольжение ротора (8.6)

$$\omega_\Delta=\frac{2\pi}{p}f_2=\frac{2\pi}{4}\,1{,}0=1{,}57 \text{ рад/с}.$$

Относительное скольжение в номинальном режиме (8.11)

$$s=\frac{n_1-n}{n_1}=\frac{\omega_\Delta}{\omega_{1н}}=\frac{f_2}{f_{1н}}=\frac{1280-1265}{1280}=\frac{1{,}57}{134}=\frac{1{,}0}{85{,}3}=0{,}0117=1{,}17\%.$$

Параметр абсолютного скольжения (равен относительному скольжению в номинальном режиме) (8.10), (8.11)

$$\beta=f_2/f_{1н}=s\alpha=\frac{1{,}0}{85{,}3}=0{,}0117\cdot 1{,}0=0{,}0117,$$

где

$$\alpha=f_1/f_{1н}=1{,}0.$$

Стремлением уменьшить намагничивающий ток двигателя и тем самым повысить $\cos\varphi$ объясняется то, что воздушный зазор между статором и ротором выполняется минимально возможным по конструктивным и производственным условиям. Из-за этого обмотка и сердечник статора очень слабо обдуваются вентилирующим воздухом со стороны, обращенной к ротору. Для улучшения охлаждения эффективно устройство так называемых надпазовых каналов статора, образуемых за счет соответствующего углубления пазов. При этом уменьшается аэродинамическое сопротивление и увеличивается поверхность теплоотдачи с активного слоя статора. Высота надпазового канала составляет $(1{,}0\div 1{,}5)\,b_п$, где $b_п$ — ширина паза статора. В вентильном двигателе надпазовые каналы в статоре неприемлемы, так как они существенно ($\sim$ на 40%) повышают индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора x_s, что приводит к уменьшению вращающего момента. В асинхронном же двигателе увеличение индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора не столь вредно, так как коммутация осуществляется принудительно, специальной коммутирующей цепью.

Для дальнейшего электромагнитного расчета приняты внутренний диаметр статора $D_i = 700$ мм; внешний диаметр ротора $D_2 = 696$ мм. Выбирая размер минимально допустимого воздушного зазора, следует оценивать [80]:

ток холостого хода и $\cos\varphi$ при номинальной нагрузке;

допустимое рассеяние в воздушном зазоре;

механические условия (начальный эксцентриситет ротора, износ подшипников, одностороннее магнитное притяжение и прогиб вала).

С учетом производственных возможностей принят односторонний воздушный зазор между ротором и статором $\delta = 2{,}0$ мм. Максимальная окружная скорость ротора

$$v_{р\max}=\frac{\pi D_2 n_{\max}}{60}=\frac{\pi\cdot 0{,}696\cdot 2030}{60}=74 \text{ м/с}.$$

Полюсное деление по внутреннему диаметру статора

$$\tau_1=\frac{\pi D_i}{2p}=\frac{\pi\cdot 700}{8}=275 \text{ мм}.$$

§ 32.2. Расчет активного слоя статора

Пренебрегая активной составляющей тока холостого хода, действующее значение основной гармонической э. д. с. фазы обмотки статора предварительно можно выразить так

$$|E_{ф1}|\approx|U_{ф1}-I_0x_1|\approx(0{,}97-0{,}95)\,U_{ф1}=0{,}96\cdot 766=735 \text{ В},$$

где x_1 — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, Ом; I_0 — намагничивающий ток, А.

Параметры обмотки статора выбираем такими же, как для обмотки статора вентильного двигателя (§ 30.2), так как мощности этих машин одинаковы, а разница между соответствующими токами и напряжениями невелика (не превышает 15%).

Для выполнения условий симметрии обмотки статора число пазов на полюс и фазу принимаем равным целому числу, $q_1 = 4$. Полное число пазов статора

$$Z_1 = 2pm_1q_1 = 2\cdot 4\cdot 3\cdot 4 = 96.$$

Применяем двухслойную волновую обмотку (что по сравнению с петлевой обмоткой позволяет сократить число групповых соединений) с 60-градусной фазной зоной, с укороченными переходами в передней лобовой части.

Число эффективных проводников в пазу $s_{п1} = 2$. При относительном небольшом токе фазы $I_{ф1}=660$ А можно принять число параллельных ветвей в фазе $a = 1$. Число последовательных витков в фазе обмотки статора

$$w_1=Z_1 s_{п1}/(2m_1 q_1)=96\cdot 2/(2\cdot 3\cdot 1)=32.$$

Шаги обмотки статора: по пазам

$$y_{z1}=\frac{Z_1}{2p}=m_1 q_1=\frac{96}{8}=3\cdot 4=12;$$

результирующий

$$y=\frac{Z_1}{p}=2m_1 q_1=\frac{96}{4}=2\cdot 3\cdot 4=24;$$

первый частичный шаг $y_1 = 10$;
второй $y_2 = y - y_1 = 24 - 10 = 14$.
Относительный шаг обмотки

$$\beta = y_1/y_{z1} = y_1/m_1q_1 = 10/12 = 0,833.$$

Соединение фаз статорной обмотки — звезда с выведенным нулем. При этом устраняются 3-я и кратные 3 пространственные гармонические э. д. с. При $\beta = 0,833$, как отмечено в § 30.2, имеет место наименьшее процентное содержание в кривой э. д. с. одновременно гармонических 5-го и 7-го порядков при достаточно высоком коэффициенте сокращения шага обмотки для основной гармонической э. д. с.

$$\kappa_{y1}=\sin\beta\frac{\pi}{2}=\sin(0,833\cdot 90°)=\sin 75°=0,966.$$

Коэффициент распределения основной гармонической э. д. с. обмотки

$$\kappa_{p1}=\frac{\sin\dfrac{\pi}{2m_1}}{q_1\sin\dfrac{\pi}{2m_1 q_1}}=\frac{\sin\dfrac{\pi}{2\cdot 3}}{4\sin\dfrac{\pi}{2\cdot 3\cdot 4}}=0,957.$$

Обмоточный коэффициент для основной гармонической э. д. с. обмотки статора

$$\kappa_{o61} = \kappa_{y1}\kappa_{p1} = 0,966\cdot 0,957 = 0,925.$$

Размеры проводников обмотки определяют размеры пазов и геометрию зубцов статора, а последние в свою очередь в зависимости от допускаемых индукций при расчете магнитной цепи определяют длину пакета сердечника статора. Чтобы оценить эти связи и найти оптимальные соотношения, приходится предварительно выполнить несколько приближений. По результатам таких предварительных расчетов выбираем по ГОСТ 434—71 элементарный проводник $h_{пр}\times b_{пр} = 3,15\times 8,0$ сечением 24,65 мм². Каждый эффективный проводник делаем состоящим из пяти элементарных. Сечение одного эффективного проводника

$$q_{a1} = 24,65\cdot 5 = 123,25\ \text{мм}^2.$$

Для снижения добавочных потерь в меди обмотки статора принята малая высота проводника ($h_{пр} = 3,15$ мм).

Плотность тока в обмотке статора

$$j_1=\frac{I_{ф1}}{a_1 q_{a1}}=\frac{660}{123,25}=5,35\ \text{А/мм}^2.$$

Линейная нагрузка статора

$$A_1=\frac{I_{ф1}s_{п1}Z_1}{\pi D_i}=\frac{660\cdot 2\cdot 96}{\pi\cdot 70,0}=577\ \text{А/см}.$$

Тепловой фактор обмотки статора

$$A_1 j_1=577\cdot 5,35=3080\ \text{А}^2/(\text{см}\cdot\text{мм}^2).$$

Амплитуда основной волны первой гармонической н. с. статора трехфазной машины при симметричной нагрузке с фазным током $I_{ф1}$ равна на один полюс [98]

$$F_{1a\,(\max)}=\frac{m_1\sqrt{2}\,w_1\kappa_{o61}}{\pi p}I_{ф1}=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{32\cdot 0,925}{4}660=6600\ \text{А}.$$

Заполнение паза статора (рис. 8.7, *а*). Чтобы не было электрических соединений между элементарными проводниками одного эффективного проводника, 2-й и 4-й элементарные проводники изолируют витковой изоляцией.

Ширина, мм

Медь	8,00
Витковая изоляция *2* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, один слой встык $0,11\times 2\times 1$	0,22
Корпусная изоляция *3* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, пять слоев вполуперекрышу $0,11\times 2\times 2\times 5$	2,20
Покровная изоляция *4* — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык $0,1\times 2\times 1$	0,20
Зазор на укладку	0,28
Ширина паза в свету $b_п$	10,9
Ширина паза в штампе $b'_п=b_п+0,2=10,9+0,2$	11,1

Высота, мм

Высота меди $3,15\times 10$	31,50
Витковая изоляция *2* — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, один слой встык, 2-й и 4-й проводники каждого пакета $0,11\times 2\times 4$	0,88
Корпусная изоляция *3* двух пакетов — стеклослюдинитовая лента толщиной 0,11 мм, пять слоев вполуперекрышу $0,11\times 2\times 2\times 5\times 2$	4,40
Покровная изоляция *4* двух пакетов — стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык $0,1\times 2\times 2$	0,40
Прокладки *1*, размером $0,5\times 3$	1,50
Клин *5* толщиной	3,00
Зазор в укладку	0,12
Высота паза в свету h_z	41,8
Высота паза в штампе (для размещения катушки обмотки статора) $h'_z=h_z+0,1=41,8+0,1$	41,9
Полная высота паза с учетом надпазового канала высотой 13,1 мм $h''_z=h'_z+13,1=41,9+13,1$	55,0

Геометрия зубца статора (рис. 8.7, *б*). Зубцовый шаг по внутреннему диаметру статора

$$t_1=\frac{\pi D_i}{Z_1}=\frac{\pi\cdot 700}{96}=22,9\ \text{мм}.$$

Ширина головки зубца (в штампе)

$$b_{z1}=t_1-b'_п=t_1-(b_п+0,2)=22,9-11,1=11,8\ \text{мм}.$$

Зубцовый шаг по дну пазов

$$t'_1=\frac{\pi(D_i+2h''_z)}{Z_1}=\frac{\pi(700+2\cdot 55)}{96}=26,5\ \text{мм}.$$

Ширина зубца у основания (в штампе)

$$b'_{z1}=t'_1-b'_п=t'_1-(b_п+0,2)=26,5-11,1=15,4\ \text{мм}.$$

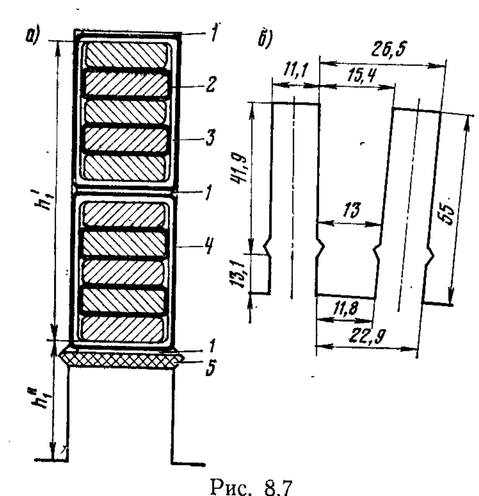


Рис. 8.7

Зубцовый шаг в расчетном сечении

$$t_{1\left(\frac{1}{3}\right)}=\frac{\pi\left(D_i+\frac{2}{3}h_z''\right)}{Z_1}=$$

$$=\frac{\pi\left(700+\frac{2}{3}\cdot 55\right)}{96}=24{,}1 \text{ мм}.$$

Ширина зубца расчетная, с учетом штамповки

$$b_{1\left(\frac{z}{3}\right)}=t_{1\left(\frac{1}{3}\right)}-b_п'=t_{1\left(\frac{1}{3}\right)}-$$

$$-(b_п+0{,}2)=24{,}1-11{,}1=13{,}0 \text{ мм}.$$

В качестве расчетного принято сечение на высоте одной трети от узкого основания зубца, так как при этом методе расчета получается некоторый запас намагничивающей силы по сравнению с более точными методами.

Геометрия катушки статора. В процессе проектирования необходимо оценивать размеры и компоновку машины в продольном направлении. Выполняем геометрический расчет лобовых вылетов катушки обмотки статора аналогично тому, как это было сделано при проектировании вентильного двигателя. Ход расчета изложен в § 30.2, геометрические соотношения соответствуют рис. 7.4; в нашем случае придется учесть наличие надпазового канала. Имеем (см. рис. 7.4, *б*):

a = 28 мм — прямолинейный участок катушки при выходе из паза, принимается в зависимости от напряжения относительно корпуса (см. § 7.4);

c = 7 мм прямолинейный участок у головок;

$$d=r+h_{кат}\simeq r+\frac{h_z}{2}=5+\frac{41{,}8}{2}\approx 26 \text{ мм}-$$

размер головки катушки (r = 5 мм — внутренний радиус изгиба головки);

b = 15 мм — прямолинейный участок проводников перед пайкой;

g — длина участка пайки:

$$g=\frac{I_{ф1}}{2n_{эл}b_{пр}\,j}=\frac{660}{2\cdot 5\cdot 8{,}0\cdot 0{,}25}=33 \text{ мм},$$

где $n_{эл}$ = 5 — число элементарных проводников в эффективном проводнике;

$b_{пр}$ — ширина проводника;

j=0,25 А/мм² — допускаемая плотность тока в спаиваемом слое.

Принято g = 35 мм.

Угол, под которым расположены наклонные части катушек:

$$\sin\alpha=\frac{b_к+\delta}{t'}=\frac{10{,}9+0{,}5}{24{,}0}=0{,}473;\ \alpha=28^\circ\,18'.$$

Здесь δ = 0,5 мм — наименьший зазор между соседними катушками;

$b_к\approx b_п$ = 10,9 мм — толщина катушки в пазовой части (может приниматься равной ширине паза в свету);

$$t'=\frac{\pi\,[D+2\,(h_z''-h_z+h_{кл})]}{Z_1}=\frac{\pi\,[700+2\,(55-41{,}8+3{,}0)]}{96}=24{,}0 \text{ мм}-$$

зубцовый шаг по наименьшему диаметру укладки катушек обмотки статора ($h_{кл}$ = 3,0 мм — толщина клина паза статора).

Проекции (вылеты) косых, наклонных участков, переднего $l_п$ и заднего $l_з$ на продольную ось двигателя равны (см. рис. 7.9, *а*):

$$l_п=\frac{y_2}{2}\,t'\,\mathrm{tg}\,\alpha=\frac{14}{2}\,24{,}0\,\mathrm{tg}\,28^\circ\,18'\simeq 91 \text{ мм};$$

$$l_з=\frac{y_1}{2}\,t'\,\mathrm{tg}\,\alpha=\frac{10}{2}\,24{,}0\,\mathrm{tg}\,28^\circ\,18'\simeq 65 \text{ мм}.$$

Полные передний и задний вылеты лобовых частей обмотки соответственно равны:

$$l_{вп}=a+l_п+b+g=28+91+15+35=169 \text{ мм};$$

$$l_{вз}=a+l_з+c+d=28+65+7+26=126 \text{ мм}.$$

Суммарная длина лобовых вылетов обмотки статора

$$L_{лоб}=l_{вп}+l_{вз}=169+126=295 \text{ мм}.$$

Средняя длина витка обмотки

$$l_{w1}=2\,(l_{s1}+l_a),$$

где l_{s1} — развернутая длина лобовой части полувитка. Определяем ее приближенно. Так как верхняя и нижняя стороны катушки располагаются на разных диаметрах, зубцовый шаг и угол наклона измеряем на диаметре, проходящем через середину обмотанной высоты паза h_z.

Зубцовый шаг

$$t''=\frac{\pi\,(D_i+2h_z''-h_z)}{Z_1}=\frac{\pi\,(700+2\cdot 55-41{,}8)}{96}=25{,}2 \text{ мм}.$$

Угол наклона

$$\alpha'=\arcsin\left(\frac{b_к+\delta'}{t''}\right)=\arcsin\left(\frac{10{,}9+0{,}55}{25{,}2}\right)=\arcsin 0{,}454=27^\circ,$$

где δ' = 0,55 мм — зазор между соседними катушками на расчетном диаметре.

Длины переднего и заднего наклонных участков соответственно равны (см. рис. 7.4):

$$L_п=\frac{l_п}{\sin\alpha'}=\frac{91}{0{,}454}=200 \text{ мм};$$

$$L_з=\frac{l_з}{\sin\alpha'}=\frac{65}{0{,}454}=144 \text{ мм}.$$

Длина лобовой части полувитка

$$l_{s1}=g+b+L_п+a+a+L_з+c+\frac{\pi d}{2}=35+15+200+28+28+$$

$$+144+7+\frac{\pi 26}{2}=498 \text{ мм}.$$

Здесь $\frac{\pi d}{2}$ = 41 мм — длина участка катушки в головке.

Такой же практический результат получается и по приближенной формуле

$$l_{s1}\simeq 1{,}1\,\frac{\pi\,(D_i+h_z'')}{2p\sqrt{1-\left(\frac{b_п+\delta}{t_1}\right)^2}}+h_z''+2a=1{,}1\,\frac{\pi\,(700+55)}{2p\sqrt{1-\left(\frac{10{,}9+0{,}5}{22{,}9}\right)^2}}+$$

$$+55+2\cdot 28\simeq 489 \text{ мм}.$$

(В случае применения петлевой обмотки первое слагаемое в этой формуле следует умножить на относительный шаг обмотки β.)

Итак, средняя длина витка

$$l_{w1}=2\,(l_{s1}+l_a)=2\,(498+450)=1896 \text{ мм},$$

где $l_a=450$ мм — длина сердечника статора (определение см. § 32.4).

Омическое сопротивление фазы обмотки статора при температуре 130° С

$$r_1=\frac{l_{w1}\,w_1}{q_{a1}\cdot 57}\,t_r=\frac{1{,}896\cdot 32}{123{,}25\cdot 57}\,1{,}44=0{,}0125 \text{ Ом}.$$

Для того чтобы по возможности уменьшить намагничивающий ток, в качестве материала для сердечника статора применяем трансформаторную сталь марки Э32 толщиной 0,5 мм по ГОСТ 802—58, имеющую лучшую магнитную проницаемость, чем сталь Э43.

§ 32.3. Расчет активного слоя ротора

Число пазов короткозамкнутого ротора Z_2 при данном числе пазов статора Z_1 выбирают, исходя из допустимых паразитных (асинхронных и синхронных) моментов, радиальных вибрационных сил и магнитного шума машины. При неправильном выборе числа пазов ротора Z_2 увеличиваются добавочные потери и возникают большие «паразитные» тангенциальные и радиальные силы, которые, ухудшая моментную характеристику двигателя, создавая в ней провалы, вызывают шум при работе двигателя. В частности, число пазов ротора Z_2 не должно быть равно числу пазов статора Z_1, числа Z_1 и Z_2 должны иметь по возможности меньше общих множителей и Z_2 желательно выбирать четным, так как Z_1 всегда четно. Рекомендуемые числа пазов для короткозамкнутых двигателей приведены в табл. 8.1, заимствованной из расчетных материалов ленинградского завода «Электросила». Принимаем Z_2 = 82 (см. примечание 2 к табл. 8.1).

Не предусматриваем скоса пазов ни статора, ни ротора, так как тяговый двигатель, работающий под электровозом, нет необходимости выполнять бесшумным за счет усложнения производства. Для надежной фиксации короткозамкнутой обмотки в пазах ротора их выполняют клиновидной формы, радиально сужающимися по направлению к наружной поверхности ротора. Стержни *1* обмотки изготовляют из меди, профиль сечения которой соответствует форме пазов ротора и закрепляют в пазах снизу клиновыми шпонками *2* и *3* (рис. 8.8, *б*). Концы стержней по обоим торцам ротора приваривают к медным короткозамыкающим кольцам *4*. Вверху клиновидный паз сменяется круглым со шлицем (рис. 8.8, *а*). Это сделано для того, чтобы геометрия коронок зубцов ротора оставалась более или менее стабильной, несмотря на возможные колебания размеров при установке стержней в пазах ротора; в противном случае при малом воздушном зазоре между ротором и статором даже небольшие колебания в геометрии коронок зубцов могут привести к нестабильности и разбросу характеристик двигателей.

Рассматривая короткозамкнутую беличью клетку как многофазную обмотку, в которой каждый стержень представляет собой фазный провод, с числом фаз $m_2 = Z_2 = 82$, обмоточным коэффициентом $\kappa_{об2} = 1{,}0$ и числом витков в фазе $w_2 = 0{,}5$, находим действующее значение э. д. с. фазы ротора

$$E_{ф2}=E_{ф1}\,\frac{w_2\,\kappa_{об2}}{w_1\,\kappa_{об1}}=735\,\frac{0{,}5\cdot 1{,}0}{32\cdot 0{,}925}=12{,}45 \text{ В}.$$

Определяем ток в стержне ротора при номинальной нагрузке. Как известно, это делается в начале расчета с некоторым приближением и может быть уточнено в конце расчета. Так как статор двигателя получает питание от автономного инвертора, переключение вентилей которого происходит непрерывно, в результате коммутации тока в короткозамкнутых фазах обмотки статора в двигателе будут возникать повышенные дополнительные потери от высших гармонических, что

Таблица 8.1

Число полюсов $2p$	Число пазов статора	Прямые пазы	Скошенные пазы
Двигатели для обычных условий работы			
2	18	—	26
	24	[16] 32	(18), (30), 31, 33, 34, 35
	30	22, 38	(18), 20, 21, 23, (24), 37, 39, 40
	36	26, 28, 44, 46	25, 27, 29, 43, 45, 47
	42	32, 34, 50, 52	—
	48	38, 40, 56, 58	59
4	24	[32]	16, [20], 30, 33, 34, 35, 36
	36	26, 44, 46	(24), 27, 28, 30, [32], 45, 48
	42	(34), (50), 52, 54	(33), 34, [38], (51), 53
	48	34, 38, 56, 58, 62, 64	(36), (39), 40, [44], 57, 59
	60	50, 52, 68, 70, 74	48, 49, 51, 56, 64, 69, 71
	72	62, 64, 80, 82, 86	61, 63, 68, 76, 81, 83
6	36	26, 42, [48]	47, 49, 50
	54	44, 64, 66, 68	42, 43, 65, 67
	72	56, 58, 62, 82, 84, 86, 88	57, 59, 60, 61, 83, 85, 87
	90	74, 76, 78, 80, 100, 102, 104	75, 77, 79, 101, 103, 105
8	48	34, 62, [64)	35, 61, 63, 65
		58, 86, 88, 90	56, 57, 59, 85, 87, 89
	84	66, (68), 70, 98, 100, 102, 104	(68), (69), (71), (97), (99), (101)
	96	78, 82, 110, 112, 114	79, 80, 81, 83, 109, 111, 113
10	60	44, 46, 74, 76	57, 63, 77, 78, 79
	90	68, 72, 74, 76, 104, 106, 108, 110, 112, 114	70, 71, 73, 87, 93, 107, 109
	120	86, 88, 92, 94, 96, 98, 102, 104, 106, 134, 138, 140, 142, 144, 146	99, 101, 108, 117, 123, 137, 139
12	72	56, 64, 80, 88	69, 75, 80, 89, 91, 92
	90	68, 70, 74, 82, 98, 106, 110	(71), (73), 86, 87, 93, 94, (107)
	108	86, 88, 92, 100, 116, 124, 128, 130, 132	84, 89, 91, 104, 105, 111, 112, 125, 127
	144	124, 128, 136, 152, 160, 164, 166, 168, 170, 172	125, 127, 141, 147, 161, 163
14	84	74, 94, 102, 104, 106	75, 77, 79, 89, 91, 93, 103
	126	106, 108, 116, 136, 144, 146, 148, 150, 152, 154, 158	107, 117, 119, 121, 131, 133, 135, 145
16	96	84, 86, 106, 108, 116, 118, 120	90, 102
	144	122, 124, 132, 134, 154, 156, 164, 166, 168, 170, 172	138, 150
Двигатели для практически бесшумной работы			
2	24		16, (12), (30), (32)
	30		(18), 20, 22, (24), (36), 38, 40
4	36		(24), 26, 28, 44, 46, (48)
	48		(34), 36, 38, 40, 55, 58, 60, 62, 64

Продолжение

Число полюсов $2p$	Число пазов статора	Прямые пазы	Скошенные пазы
6	54		42, 44, 64, 66, 68
	72		56, 58, 60, 62, 82, 84, 86, 88, 90
8	72		58, 86, 88, 90
	96		78, 80, 82, 110, 112, 114

Примечания. 1. Числа пазов, заключенные в круглые скобки, дают ухудшенные пусковые характеристики; числа пазов, заключенные в квадратные скобки, не следует применять для машин, работающих в режиме тормоза.

2. При открытых пазах статора рекомендуется соблюдать соотношение $0,82Z_1 \leqslant Z_2 < 1,25Z_1$.

3. При тяжелых условиях пуска рекомендуется выбирать $Z_2 < Z_1$.

приводит, в конечном счете, к увеличению тока. Принимая это во внимание, в формулу для определения тока ротора подставляем активную мощность P_1 [80].

Действующее значение тока в стержне клетки ротора

$$I_{ф2}=\frac{P_1}{Z_2 E_{ф2}(1-s)}=\frac{1280}{82\cdot 12,45\,(1-0,0117)}\simeq 1280\ \text{А}.$$

Ток в короткозамыкающем кольце ротора

$$I_{кл}=\frac{I_{ф2}}{2\sin\dfrac{p\pi}{Z_2}}=\frac{1280}{2\sin\dfrac{4\pi}{82}}=\frac{1280}{2\sin 8,78^\circ}=4170\ \text{А}.$$

Допуская плотность тока в стержне ротора 7—8 А/мм², принимаем сечение стержня ротора с размерами по рис. 8.8, *а*.

Угол θ, определяющий клиновидность стержня, следует брать равным 16—20°; меньшее основание трапецеидального сечения — не менее 3,5 мм; большее основание нужно увязывать с сужением зубца ротора в механическом и магнитном отношениях.

Приняв большее основание трапеции равным $b_{ст} = 11$ мм, высоту стержня $h_{ст} = 23$ мм, угол $\theta = 18^\circ$, находим меньшее основание сечения стержня

$$a_{ст}=b_{ст}-2h_{ст}\,\text{tg}\frac{\theta}{2}=11-2\cdot 23\,\text{tg}\frac{18^\circ}{2}=3,7\ \text{мм}.$$

Площадь сечения стержня

$$q_{a2}=\frac{b_{ст}+a_{ст}}{2}h_{ст}=\frac{11,0+3,7}{2}23=169\ \text{мм}^2.$$

Плотность тока в стержне

$$j_2=I_{ф2}/q_{a2}=1280/169=7,56\ \text{А/мм}^2.$$

Линейная нагрузка ротора

$$A_2=\frac{I_{ф2}Z_2}{\pi D_2}=\frac{1280\cdot 80}{\pi\cdot 696}=479\ \text{А/см}.$$

Тепловой фактор ротора

$$A_2\cdot j_2=479\cdot 7,56=3620\ \text{А}^2/(\text{см}\cdot\text{мм}^2),$$

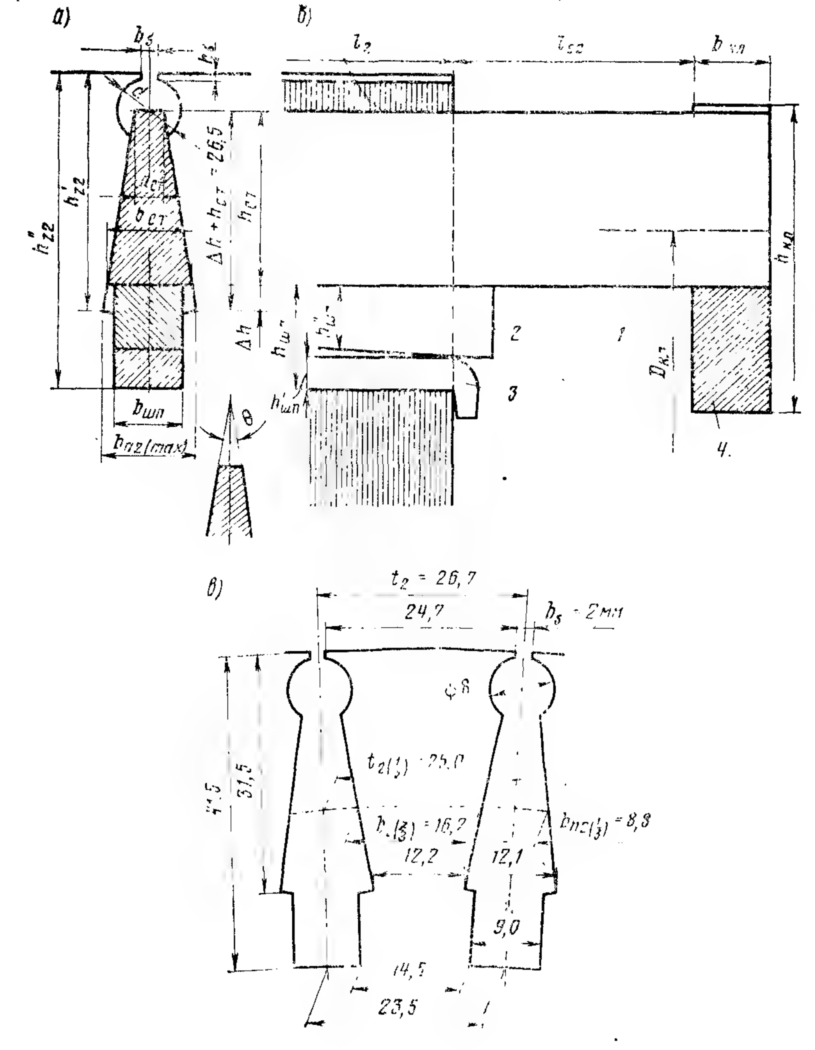


Рис. 8.8

Геометрия зубца и паза ротора видна из рис. 8.8, *b*. В связи с тем, что конфигурация зубца и конструкция паза сложны, многие размеры приходится устанавливать конструктивно. Ширина зубца в самом узком сечении по условиям технологии и производства не должна быть менее 8—10 мм. При слишком узких зубцах приходится удлинять ротор, чтобы магнитная индукция не была чрезмерной. В окончательном исполнении это наиболее узкое сечение проверяют на отрыв под действием центробежных сил обмотки, заложенной в пазы ротора.

Клиновые стальные шпонки, расположенные в нижней части фигурного паза, имеют ширину на 20—25% меньше, чем большее основание трапецеидального сечения стержня (в нашем случае $b_{шп} = 9,0$ мм). Это позволяет предотвратить дальнейшее сужение зубца ротора с углублением паза в радиальном направлении к центру окружности ротора. На рис. 8.8, *а* размер $\Delta h + h_{ст} = 26,5$ мм, превы-

шающий высоту стержня на $\Delta h = 3{,}5$ мм, намечен из того условия, чтобы при установке стержня в паз ротора односторонний боковой зазор равнялся $\sim 0{,}5$ мм. Из простых тригонометрических соотношений ширина паза в месте наибольшего сужения зубцов получается равной

$$b_{п2\,(\max)} = 2\Delta h \operatorname{tg}\frac{\theta}{2} + b_{ст} = 2\cdot 3{,}5 \operatorname{tg}\frac{18^\circ}{2} + 11{,}0 = 12{,}1 \text{ мм}.$$

При длине активной части ротора (пакета) более 200 мм конструктивно удобнее применять две пары клиновых шпонок; каждая пара — на половине длины ротора.

Угол, определяющий клиновидность шпонки, равен примерно 1°. Высоту шпонки в наибольшем сечении принимают равной ее ширине, т. е. $h''_{шп} = 9{,}0$ мм. В наименьшем сечении она получается равной $h'_{шп} \simeq 4{,}5$ мм. Следовательно, общая высота клиновых шпонок в поперечном сечении равна

$$h_{шп} \simeq h'_{шп} + h''_{шп} = 9{,}0 + 4{,}5 = 13{,}5 \text{ мм}.$$

Шлиц в верху паза имеет размеры: высота $h_s = 1{,}0$ мм, шлиц $b_s = 2{,}0$ мм. Диаметр окружности верхней части паза по технологическим причинам не должна быть менее $d = 8$ мм, причем центр этой окружности расположен на верхнем (меньшем) основании стержня. Таким образом, общая высота паза ротора будет складываться из размеров следующих величин (см. рис. 8.8, *а*), мм:

Высота шлица h_s	1,0
Радиус окружности верхней части паза $d/2$	4,0
Высота стержня $h_{ст}$	23,0
Монтажный зазор под стержнем Δh	3,5
Высота активной части паза h'_{z2}	31,5
Суммарная толщина двух клиновых шпонок $h_{шп}$	13,5
Полная высота зубца ротора h''_{z2}	41,5

Геометрия зубца ротора. Зубцовый шаг по внешнему диаметру ротора

$$t_2 = \pi D_2/Z_2 = \pi\cdot 696/82 = 26{,}7 \text{ мм}.$$

Ширина головки зубца

$$b_{z2} = t_2 - b_s = 26{,}7 - 2{,}0 = 24{,}7 \text{ мм}.$$

Зубцовый шаг по дну пазов

$$t'_2 = \frac{\pi(D_2 - 2h''_{z2})}{Z_2} = \frac{\pi(696 - 2\cdot 41{,}5)}{82} = 23{,}5 \text{ мм}.$$

Ширина ножки зубца

$$b'_{z2} = t_2 - b_{шп} = 23{,}5 - 9{,}0 = 14{.}5 \text{ мм}.$$

Зубцовый шаг на диаметре наибольшей ширины пазов

$$t''_2 = \frac{\pi(D_2 - 2h'_{z2})}{Z_2} = \frac{\pi(696 - 2\cdot 31{,}5)}{82} = 24{,}3 \text{ мм}.$$

Ширина зубца в самом узком месте

$$b_{z2\,(\min)} = t''_2 - b_{п2\,(\max)} = 24{,}3 - 12{,}1 = 12{,}2 \text{ мм}.$$

В качестве расчетного будем рассматривать сечение зубцового слоя на высоте $^1/_3$ от самого узкого сечения клиновидного участка зубца.

Зубцовый шаг в расчетном сечении

$$t_{2\left(\frac{1}{3}\right)} = \frac{\pi\left(D_2 - \frac{4}{3}h'_{z2}\right)}{Z_2} = \frac{\pi\left(696 - \frac{4}{3}\cdot 31{,}5\right)}{82} = 25{,}0 \text{ мм}.$$

Ширина паза в расчетном сечении

$$b_{п2\left(\frac{1}{3}\right)} = b_{п2(\max)} - \frac{2}{3}h'_{z2}\operatorname{tg}\frac{\theta}{2} = 12{,}1 - \frac{2}{3}31{,}5\operatorname{tg}\frac{18^\circ}{2} \approx 8{,}8 \text{ мм}.$$

Ширина зубца расчетная

$$b_{2\left(\frac{z}{3}\right)} = t_{2\left(\frac{1}{3}\right)} - b_{п2\left(\frac{1}{3}\right)} = 25{,}0 - 8{,}8 = 16{,}2 \text{ мм}.$$

Пакет сердечника ротора в спрессованном состоянии удерживается двумя нажимными шайбами каждая толщиной 40—50 мм. Примерно на этих расстояниях от краев сердечника ротора должны отстоять короткозамыкающие кольца.

Длина стержня до короткозамыкающих колец

$$l'_{w2} = l_2 + 2l_{s2} = 450 + 2\cdot 55 = 560 \text{ мм}.$$

Здесь $2l_{s2} = 2\cdot 55 = 110$ мм — суммарная длина обеих «лобовых» частей одного стержня;
$l_2 = 450$ мм — длина сердечника ротора (устанавливается окончательно по результатам расчета магнитной цепи, см. § 32.4).

Расчетная длина стержня (до середин короткозамыкающих колец)

$$l_{w2} = l'_{w2} + b_{кл} = 560 + 30 = 590 \text{ мм},$$

где $b_{кл} = 30$ мм — ширина короткозамыкающего кольца.

Омическое сопротивление стержня ротора при 130° С

$$r_{ст} = \frac{l_{w2}}{\rho q_{a2}} t_r = \frac{0{,}59}{57\cdot 169} 1{,}44 = 0{,}08825\cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Рассматривая беличью клетку как многофазную обмотку, соединенную в звезду и замкнутую накоротко, сопротивления элементов колец нужно учесть соответствующим увеличением сопротивлений стержня [98].

Толщина короткозамыкающего кольца в радиальном направлении принимается конструктивно

$$h_{кл} = (1{,}6 - 1{,}8)\,h_{ст} = (1{,}6 - 1{,}8)\,23 \simeq 40 \text{ мм}.$$

Площадь сечения короткозамыкающего кольца ротора

$$q_{кл} = b_{кл} h_{кл} = 30\cdot 40 = 1200 \text{ мм}^2.$$

Плотность тока в короткозамыкающем кольце ротора

$$j_{кл} = I_{кл}/q_{кл} = 4170/1200 = 3{,}48 \text{ А/мм}^2.$$

Средний диаметр короткозамыкающего кольца

$$D_{кл} \simeq D_2 - h_{кл} = 696 - 40 = 656 \text{ мм}.$$

Длина одного пазового деления ротора (длина короткозамыкающего кольца между центрами соседних стержней) по среднему диаметру кольца

$$l_{кл} = \frac{\pi D_{кл}}{Z_2} = \frac{\pi\cdot 656}{82} = 25{,}2 \text{ мм}.$$

Так как каждому стержню соответствуют два прилегающих к нему с обоих концов элемента колец, то омическое сопротивление при 130° С двух участков короткозамыкающих колец между центрами соседних стержней (на длине одного пазового деления ротора), приведенное к сопротивлению стержня, равно [98]

$$r'_{\text{кл}}=\frac{2l_{\text{кл}}}{57q_{\text{кл}}}\cdot\frac{t_r}{4\sin^2\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)}=\frac{2\cdot 25{,}2\cdot 10^{-3}}{57\cdot 1200}\cdot\frac{1{,}44}{4\sin^2\left(\frac{4\pi}{82}\right)}=0{,}01132\cdot 10^{-3}\ \text{Ом}.$$

Следовательно, активное сопротивление каждой фазы беличьей клетки

$$r_2=r_{\text{ст}}+r'_{\text{кл}}=(0{,}08825+0{,}01132)\,10^{-3}\simeq 0{,}0996\cdot 10^{-3}\ \text{Ом}.$$

Активное сопротивление фазы беличьей клетки, приведенное к статору,

$$r'_2=r_2\frac{m_1\,(w_1\,\kappa_{\text{об1}})^2}{Z_2\,(w_2\,\kappa_{\text{об2}})^2}=0{,}0996\cdot 10^{-3}\frac{3\,(32\cdot 0{,}925)^2}{82\,(0{,}5\cdot 1{,}0)^2}=0{,}0128\ \text{Ом}.$$

В относительных единицах активное сопротивление ротора, приведенное к статору, представляет собой получающееся относительное скольжение

$$s=r_2'^{*}=\frac{r'_2\,I_{\text{ф1}}}{U_{\text{ф1}}}=0{,}0128\,\frac{660}{766}\approx 0{,}0111.$$

(Предварительно задано $s=0{,}0117$ — совпадение хорошее.)

В качестве материала сердечника ротора применяем ту же сталь марки Э32 толщиной 0,5 мм, что и для статора, причем листы статора и ротора штампуют одновременно компаундным штампом, что обеспечивает более стабильный воздушный зазор.

§ 32.4. Расчет магнитной цепи

Предварительные замечания. В нашем случае нет необходимости рассчитывать всю характеристику холостого хода, а нужно рассчитать одну точку, соответствующую холостому ходу при номинальном напряжении.

Известно, что вследствие небольшого воздушного зазора между ротором и статором в асинхронном двигателе на кривой поля в воздушном зазоре существенно сказывается насыщение стальных участков. Если у слабо насыщенных двигателей кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре практически синусоидальна и коэффициент полюсного перекрытия может быть принят $\alpha_\delta=2/\pi=0{,}637$, то с увеличением насыщения стали магнитной цепи кривая индукции будет отличаться от синусоиды, становясь более плоской в области максимума. Вследствие этого коэффициент полюсного перекрытия становится больше $2/\pi$, увеличиваясь с насыщением.

На рис. 8.9 изображена [69] кривая зависимости α_δ от коэффициента насыщения

$$\kappa_{\text{н}}=\frac{F_\delta+F_{z1}+F_{z2}}{F_\delta},$$

где F_δ, F_{z1} и F_{z2} — магнитные напряжения соответственно воздушного зазора, зубцов статора и зубцов ротора.

Один из способов учета уплощения кривой поля заключается в том, что, задаваясь предварительно коэффициентом насыщения и находя соответствующее ему значение α_δ, выполняют расчет магнитной цепи, добиваясь методом последовательных приближений совпадения полученного коэффициента насыщения с тем, которым задались. Однако более простым и требующим меньше времени является способ, основанный на практике большинства электромашиностроительных заводов, когда расчет магнитной цепи ведут по первой гармонической,

выделенной из уплощенной кривой магнитной индукции, принимая коэффициент полюсного перекрытия равным $2/\pi$, а напряженность магнитного поля в зубцах определяют по специальной кривой, составленной в табличной форме с учетом уплощения кривой индукции B_δ.

Рис. 8.9

При расчете магнитного напряжения ярма (спинки) статора и ротора учитываем, что магнитная индукция имеет наибольшее значение в сечении ярма, соответствующем половине длины индукционной (силовой) линии, и уменьшается в обоих направлениях от этого сечения. Это обстоятельство можно учитывать либо специальным коэффициентом в зависимости от средней индукции [69], либо по специальным кривым намагничивания, полученным из основной кривой намагничивания и составленным в табличной форме уже с учетом влияния этой неравномерности поля. В практике применяют преимущественно последний способ.

Напряженности магнитного поля по этим специальным для зубцов и ярма кривым намагничивания получаются меньше, чем по основной кривой при тех же значениях магнитной индукции. При расчете магнитного напряжения воздушного зазора дополнительное сопротивление, вносимое наличием пазом статора и ротора, учитываем коэффициентом Картера. Пазы статора — открытые, заклинены немагнитными клиньями.

Коэффициенты Картера:

обусловленный пазами статора

$$\kappa_{\delta1}=1+\frac{b_{\text{п}}'^2}{t_1(5\delta+b'_{\text{п}})-b_{\text{п}}'^2}=\frac{1{,}11^2}{2{,}29\,(5\cdot 0{,}2+1{,}11)-1{,}11^2}=1{,}342;$$

пазами ротора

$$\kappa_{\delta2}=1+\frac{b_s^2}{t_2\,(5\delta+b_s)-b_s^2}=1+\frac{0{,}2^2}{2{,}67\,(5\cdot 0{,}2+0{,}2)-0{,}2^2}=1+0{,}0127=1{,}0127;$$

результирующий

$$\kappa_\delta=\kappa_{\delta1}+(\kappa_{\delta2}-1{,}0)=1{,}342+(1{,}0127-1{,}0)=1{,}3547\approx 1{,}355.$$

Определение размеров магнитной цепи (рис. 8.10). На параметры электрооборудования электровоза существенно влияют насыщение магнитной системы и $\cos\varphi$ двигателя. Стремясь выполнить машину по возможности короче, следят за тем, чтобы коэффициент насыщения магнитной цепи не превышал 1,25, а намагничивающий ток не превосходил $\sim 35\%$. Сделав несколько предварительных расчетов для ряда длин статора и ротора в пределах от 400 до 500 мм, принимаем длины сердечников статора и ротора $l_a=l_2=450$ мм. Как и в вентильном двигателе, крайние листы с каждого края сердечника «работают» менее эффективно, чем листы в середине пакета, а воздушный зазор в торцовых зонах машины получается увеличенным по сравнению с воздушным зазором на остальной активной длине машины. Поэтому расчетную длину сердечника принимаем примерно на 10 мм меньшей размера по чертежу $l'_a=l'_2=440$ мм,

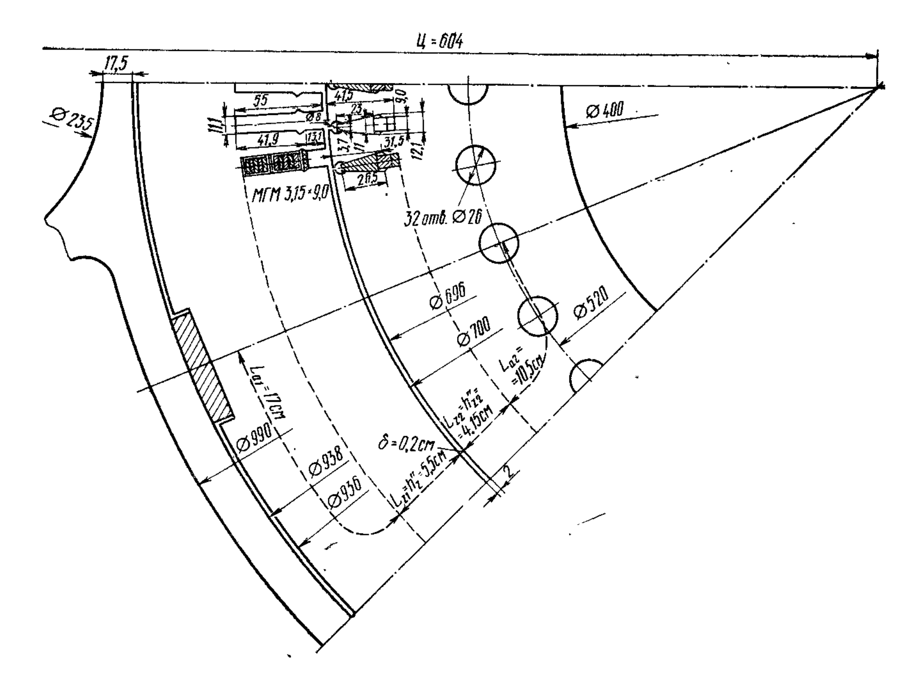


Рис. 8.10

Учитывая наличие по наружному диаметру статора местных шпоночных клиньев толщиной ~ 15 мм, расположенных между шихтованным статором и массивным остовом, уменьшающих сечение спинки статора, вводим усредненный расчетный наружный диаметр статора

$$D_a' = D_a - 15 = 936 - 15 = 921 \text{ мм}.$$

Расчетная высота спинки статора

$$h_{a1} = \frac{D_a' - D_i - 2h_z''}{2} = \frac{921 - 700 - 2\cdot 55}{2} = 55,5 \text{ мм}.$$

Сечение спинки (ярма) статора

$$S_{a1} = \kappa_c h_{a1} l_a' = 0,94\cdot 0,0555\cdot 0,44 = 0,023 \text{ м}^2,$$

где $\kappa_c = 0,94$ — коэффициент заполнения сердечника сталью.

Расчетная длина магнитных линий в ярме статора на один полюс

$$L_{a1} = \frac{\pi(D_a' - h_{a1})}{2\cdot 2p} = \frac{\pi(921 - 55,5)}{2\cdot 8} = 170 \text{ мм} = 17,0 \text{ см}.$$

Расчетная площадь сечения зубцового слоя статора на один полюс

$$S_{z1} = 0,94 b_{1\left(\frac{z}{3}\right)} \frac{Z_1}{2p} \alpha_\delta l_a' = 0,94\cdot 0,013\,\frac{96}{8}\cdot 0,637\cdot 0,44 = 0,0411 \text{ м}^2.$$

Длина магнитного пути в зубцах статора на один полюс $h_z = 5,5$ см.

Расчетное сечение воздушного зазора на один полюс (берем по среднему диаметру между ротором и статором)

$$S_\delta = \frac{\pi(D_i - \delta)}{2p} \alpha_\delta \frac{l_a + l_2}{2} = \frac{(700 - 2)}{4}\cdot\frac{450 + 450}{2} 10^{-6} = 0,0785 \text{ м}^2.$$

Расчетное сечение зубцового слоя ротора на один полюс

$$S_{z2} = 0,94 b_{2\left(\frac{z}{3}\right)} \frac{Z_2}{2p} \alpha_\delta l_2' = 0,94\cdot 0,0162\,\frac{82}{8}\,0,637\cdot 0,44 = 0,0437 \text{ м}^2.$$

Длина магнитного пути в зубцах ротора на один полюс $h_{z2}'' = 41,5$ см.

Расчетная высота спинки ротора

$$h_{a2} = \frac{D_2 - 2h_{z2}'' - D_i - 1,33 n_к d_к}{2} = \frac{696 - 2\cdot 41,5 - 400 - 1,33\cdot 1\cdot 26}{2} = 89 \text{ мм},$$

где $D_i = 400$ мм — внутренний диаметр ротора;

$n_к = 1$ — число рядов осевых вентиляционных каналов в ярме ротора; $d_к = 26$ мм — диаметр вентиляционного канала.

Величины D_i, $n_к$, $d_к$ увязывают с индукцией в ярме.

Расчетное сечение спинки ротора

$$S_{a2} = 0,94 h_{a2} l_2' = 0,94\cdot 0,089\cdot 0,44 = 0,0368 \text{ м}^2.$$

Расчетная длина магнитного пути в ярме ротора на один полюс

$$L_{a2} = \frac{\pi(D_2 - 2h_{z2}'' - h_{a2})}{2\cdot 2p} = \frac{\pi(696 - 2\cdot 41,5 - 89)}{2\cdot 8} 10^{-1} \approx 10,5 \text{ см}.$$

Расчет намагничивающей силы и намагничивающего тока.

Магнитный поток первой гармонической в воздушном зазоре

$$\Phi_1 = \frac{E_{ф1}}{4\kappa_в f_{1н} w_1 \kappa_{об1}} = \frac{735}{4\cdot 1,11\cdot 85,3\cdot 32\cdot 0,925} \approx 0,066 \text{ Вб}.$$

Здесь $\kappa_в = 1,11$ — коэффициент формы для первой гармонической кривой индукции.

Магнитная индукция в ярме статора

$$B_{a1} = \Phi_1/2S_{a1} = 0,066/(2\cdot 0,023) = 1,435 \text{ Т}.$$

Магнитная напряженность по табл. 2.1 приложения 2 $H_{a1} = 5,1$ А/см.

Магнитное напряжение ярма статора $F_{a1} = H_{a1}L_{a1} = 5,1\cdot 17 \approx 88$ А.

Магнитная индукция в зубцах статора $B_{z1} = \Phi_1/S_{z1} = 0,066/0,0411 = 1,61$ Т.

Магнитная напряженность в зубцах статора по табл. 2.2 приложения 2 $H_{z1} = 14,6$ А/см.

Магнитное напряжение зубцов статора $F_{z1} = H_{z1} h_z'' = 14,6\cdot 5,5 \approx 81$ А.

Расчетная магнитная индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta = \Phi_1/S_\delta = 0,066/0,0785 = 0,842 \text{ Т}.$$

Магнитное напряжение воздушного зазора

$$F_\delta = \frac{1}{\mu_0} B_\delta \kappa_\delta \delta = \frac{1}{4\pi\cdot 10^{-7}}\, 0,842\cdot 1,355\cdot 0,002 = 1820 \text{ А},$$

где $\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}$ Г/м — магнитная проницаемость воздуха;

$\delta = 0,002$ м — воздушный зазор.

Магнитная индукция в зубцах ротора $B_{z2} = \frac{\Phi_1}{S_{z2}} = \frac{0,066}{0,0437} = 1,51$ Т.

Магнитная напряженность в зубцах ротора по табл. 2.2 приложения 2 $H_{z2} = 8,8$ А/см.

Магнитное напряжение в зубцах ротора $F_{z2} = H_{z2}h''_{z2} = 8,8 \cdot 4,15 \approx 37$ А.

Магнитная индукция в ярме (спинке) ротора $B_{a2} = \frac{\Phi_1}{2Sa_2} = \frac{0,066}{2 \cdot 0,0368} = 0,895$ Т.

Магнитная напряженность ярма ротора по табл. 2.1 приложения 2 $H_{a2} = 0,95$ А/см.

Магнитное напряжение ярма ротора $F_{a2} = H_{a2}L_{a2} = 0,95 \cdot 10,5 \approx 10$ А.

Намагничивающая сила при холостом ходе на один полюс (с запасом 3% на неточность расчета) $F_0 = 1,03\ (F_{a1} + F_{z1} + F_\delta + F_{z2} + F_{a2}) = 1,03\ (88 + 81 + 1820 + 37 + 10) \approx 2100$ А.

Из курса «Электрические машины» известно, что амплитуда первой гармонической вращающейся в пространстве результирующей намагничивающей силы на один полюс

$$F_{1\,\max} = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 \kappa_{об1}}{p} I,$$

где I — действующее значение тока фазы.

Заменяя в этом выражении $F_{1\max}$ найденным значением н. с. холостого хода F_0 и решая его относительно тока, находим действующее значение намагничивающего тока

$$I_\mu = \frac{\pi}{m_1\sqrt{2}} \cdot \frac{pF_0}{w_1\kappa_{об1}} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \cdot \frac{pF_0}{w_1\kappa_{об1}} = 0,74\frac{pF_0}{w_1\kappa_{об1}} = \frac{0,74 \cdot 4 \cdot 2100}{32 \cdot 0,925} = 210\text{А},$$

что составляет

$$I_\mu/I_{ф1} = 210/660 \approx 0,32 = 32\%.$$

Так как активная составляющая тока холостого хода составляет обычно всего 4—5%, можно предварительно принять ток холостого хода

$$I_0 \approx I_\mu = 210\text{ А}.$$

Коэффициент насыщения

$$\kappa_н = F_0/F_\delta = 2100/1820 = 1,155.$$

§ 32.5. Расчет индуктивных сопротивлений

Индуктивное сопротивление самоиндукции воздушного зазора, создаваемое основной волной н. с. статора. В теории синхронных машин — это индуктивное сопротивление реакции якоря, применительно к асинхронным машинам часто называют «главное индуктивное сопротивление». При отсутствии скоса пазов на статоре и роторе это сопротивление равно индуктивному сопротивлению взаимной индукции основной волны, приведенному к обмотке статора, это так называемая «реактивность взаимоиндукции обмоток статора и ротора». В о. е. при отсутствии насыщения

$$x_a^* \approx x_m^* = \frac{F_{1a\,(\max)}}{F_\delta} = \frac{6600}{1820} = 3,63.$$

В абсолютных единицах

$$x_a \approx x_m = x_m^* \frac{U_{ф1}}{I_{ф1}} = 3,63\frac{766}{660} = 4,22\text{ Ом}.$$

При расчете и построении круговой диаграммы по эквивалентной схеме замещения x_m — индуктивное сопротивление намагничивающего контура.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора рассчитываем аналогично тому, как это было выполнено для обмотки статора вентильного двигателя (см. § 30.7).

Индуктивное сопротивление пазового рассеяния для случая $1 \geqslant \beta \geqslant \frac{2}{3}$, о. е.

$$x_п^* = 2,63\frac{F_{1a\,(\max)}\,l_a}{\kappa_{об1}^2\,\Phi_1 q_1}\left(\frac{h'_1}{3b'_п} + \frac{h''_1}{b'_п}\right)\frac{3\beta+1}{4}10^{-8} =$$

$$= 2,63\frac{6600 \cdot 45,0}{0,925^2 \cdot 0,066 \cdot 4}\left(\frac{35,4}{3 \cdot 11,1} + \frac{17,9}{11,1}\right)\frac{3 \cdot 0,833+1}{4}10^{-8} = 0,0866.$$

Из расчета заполнения паза статора и рис. 8.7 находим: размер по высоте паза, занимаемый медью (с учетом зазора на укладку) $h'_1 = 35,4$ мм; размер от верха паза вниз до меди $h''_1 = 17,9$ мм.

Удельная проводимость рассеяния по головкам (коронкам) зубцов [99]

$$\lambda_г = \frac{1}{\pi}\ln\frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\kappa_{\delta1}\delta}{b'_п}\right)^2}}{2} - \frac{2\kappa_{\delta1}\delta}{\pi b'_п}\operatorname{arctg}\frac{2\kappa_{\delta1}\delta}{b'_п} + \frac{\kappa_{\delta1}\delta}{b'_п} =$$

$$= \frac{1}{\pi}\ln\frac{\sqrt{1+\left(\frac{2 \cdot 1,342 \cdot 2,0}{11,1}\right)^2}}{2} - \frac{2 \cdot 1,342 \cdot 2,0}{\pi \cdot 11,1}\operatorname{arctg}\frac{2 \cdot 1,342 \cdot 2,0}{11,1} + \frac{1,342 \cdot 2,0}{11,1} = -0,015,$$

где $\kappa_{\delta1} = 1,342$ — коэффициент Картера, обусловленный пазами статора.

Индуктивное сопротивление рассеяния по головкам (коронкам) зубцов, о. е.

$$x_г^* = 2,63\frac{F_{1a\,(\max)}\,l_a}{\kappa_{об1}^2\,\Phi_1 q_1}\lambda_г\frac{3\beta+1}{4} = 2,63\frac{6600 \cdot 45}{0,925^2 \cdot 0,066 \cdot 4} \times$$

$$\times(-0,015)\frac{3 \cdot 0,833+1}{4}10^{-8} \simeq -0,00045.$$

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния, о. е.

$$x_д^* = \kappa_д x_a^* = 0,00625 \cdot 3,63 = 0,0227,$$

где $\kappa_д = 0,00625$ — коэффициент дифференциального рассеяния по рис. 7.10.

Индуктивное сопротивление рассеяния лобовых частей обмотки статора, о. е.

$$x_л^* = 0,827\frac{F_{1a\,(\max)}\,\tau_л}{\kappa_{у1}^2\,\Phi}(3\beta-1)10^{-8} = 0,827\frac{6600 \cdot 29,6}{0,966^2 \cdot 0,066}(3 \cdot 0,833-1)10^{-8} = 0,0394,$$

где $\tau_л = \frac{\pi D_л}{2p} = \frac{\pi \cdot 75,5}{8} = 29,6$ см — среднее полюсное деление по лобовым частям, взятое на диаметре $D_л \cong D_i + h''_z = 700+55 = 755$ мм.

Полное рассеяние обмотки статора, о. е.

$$x_1^* = x_п^* + x_г^* + x_д^* + x_л^* = 0,0866 - 0,00045 + 0,0227 + 0,0394 = 0,1483.$$

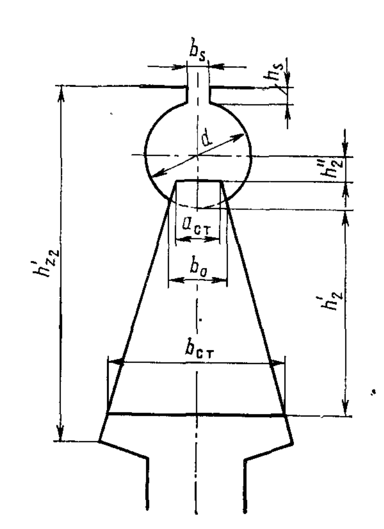


Рис. 8.11

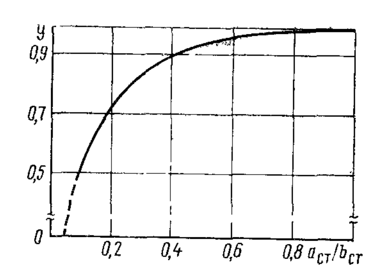


Рис. 8.12

В абсолютных единицах

$$x_1 = x_1^* \frac{U_{ф1}}{I_{ф1}} = 0,1483 \frac{766}{660} = 0,172 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора. Представляем беличью клетку соединенной в звезду и замкнутой накоротко. Тогда индуктивности участков колец, прилегающих к стержням, следует прибавить к индуктивностям стержней. Полное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, следовательно, будет складываться из индуктивного сопротивления рассеяния стержней (пазового и по головкам зубцов), индуктивного сопротивления рассеяния короткозамыкающих колец и дифференциального рассеяния. В соответствии с этим оно может быть выражено в о. е. [99]

$$x_2^* = 6,28\mu_0 \frac{F_{1a\,(\max)}}{\Phi} \left[\frac{l_2 (\lambda_{п2} + \lambda_{г2})}{Z_2} 2p + \frac{\tau_{кл}}{\pi^3} \left(\ln \frac{2l}{r_э} + 0,25 \right) \right] + \kappa_д x_m^*. \quad (8.55)$$

Определяем удельную проводимость рассеяния паза. На рис. 8.11 показаны форма паза и расположение меди в пазу. В общем случае с достаточной точностью удельная пазовая проводимость может быть выражена

$$\lambda_{п2} = \frac{h_2'}{3b_0} y + \left(0,785 - \frac{b_s}{2d} + \frac{h_2''}{d} + \frac{h_s}{b_s} \right).$$

Функцию y определяют по рис. 8.12 в зависимости от отношения $a_{ст}/b_{ст}$; для $a_{ст}/b_{ст} = 3,7/11,0 = 0,336$

$$y = 0,865.$$

В общем случае, если верхнее основание стержня $a_{ст}$ лежит выше центра верхней полуокружности, величина h_2'' отрицательна, если ниже — h_2'' — положительна. В нашем случае, как отмечено выше, $h_2'' = 0$.

Обмотанная часть высоты паза

$$h_2' \simeq h_{z2}' - h_s - d - \Delta h = 31,5 - 1,0 - 8,0 - 3,5 = 19,0 \text{ мм};$$

ширина стержня в месте выхода его из стали

$$b_0 \simeq b_{ст} - 2h_2' \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} = 11,0 - 2 \cdot 19,0 \operatorname{tg} \frac{18^\circ}{2} \simeq 5,0 \text{ мм};$$

$$b_s = 2 \text{ мм}; \quad h_s = 1,0 \text{ мм}; \quad d = 8,0 \text{ мм}.$$

После подстановки этих значений находим

$$\lambda_{п2} = \frac{19,0}{3 \cdot 5,0} 0,865 + 0,785 - \frac{2,0}{2,0 \cdot 8,0} + \frac{1,0}{2,0} = 2,252.$$

Удельная проводимость рассеяния по головкам зубцов

$$\lambda_{г2} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2\kappa_{\delta 2}\delta}{b_s} \right)^2}}{2} - \frac{2\kappa_{\delta 2}\delta}{\pi b_s} \operatorname{arctg} \frac{2\kappa_{\delta 2}\delta}{b_s} + \frac{\kappa_{\delta 2}\delta}{b_s} =$$

$$= \frac{1}{\pi} \ln \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot 1,0127 \cdot 2,0}{2,0} \right)^2}}{2} - \frac{2 \cdot 1,0127 \cdot 2,0}{\pi \cdot 2,0} \operatorname{arc\,tg} \frac{2 \cdot 1,0127 \cdot 2,0}{2,0} +$$

$$+ \frac{1,0127 \cdot 2,0}{2,0} = 0,334.$$

Индуктивность рассеяния участков короткозамыкающих колец, составляющую в подавляющем числе случаев очень небольшую долю индуктивности стержней, определяем [99] приближенно, рассматривая участки колец как два провода однофазной линии передачи. В формуле (8.55) индуктивное сопротивление рассеяния короткозамыкающих колец представлено вторым слагаемым в квадратных скобках, в котором $l = l_{s2} + b_{кл}/2 = 55 + 30/2 = 70$ мм $= 7,0$ см — расстояние между центром сечения участка кольца и активной сталью ротора;

$\tau_{кл} = \pi D_{кл}/2p = \pi \cdot 656/8 = 258$ мм $= 25,8$ см — полюсное деление короткозамыкающего кольца;

$r_э = \sqrt{q_{кл}/\pi} = \sqrt{12/\pi} = 1,95$ см — эквивалентный радиус короткозамыкающего кольца ($q_{кл} = 12,0$ см² — площадь сечения кольца);

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м — магнитная проницаемость пустоты (воздуха).

Дифференциальное рассеяние в формуле (8.55) учтено последним слагаемым, произведением коэффициента дифференциального рассеяния $\kappa_д$ на реактивность взаимоиндукции обмоток статора и ротора ($x_m^* \approx x_a^* = 3,63$).

Коэффициент дифференциального рассеяния

$$\kappa_д = \frac{\pi^2 p^2}{Z_2^2} \cdot \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi p}{Z_2}} - 1 = \frac{\pi^2 \cdot 4^2}{82^2} \cdot \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi \cdot 4}{82}} - 1 \approx 0,0052.$$

Подставляя полученные данные в формулу (8.55), находим

$$x_2^* = 6,28 \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-8} \frac{6600}{0,066} \left[\frac{45\,(2,252 + 0,334)}{82} 8 + \frac{25,8}{\pi^3} \left(\ln \frac{2 \cdot 7,0}{1,95} + 0,25 \right) \right] +$$
$$+ 0,0052 \cdot 3,63 \simeq 0,122 \text{ о. е.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора в абсолютных единицах, приведенное к числу витков и числу фаз обмотки статора,

$$x_2' = x_2^* \frac{U_{ф1}}{I_{ф1}} = 0,122 \frac{766}{660} = 0,142 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора в абсолютных единицах

$$x_2 = x_2'/\kappa_r = 0,142/128,5 \approx 0,0011 \text{ Ом},$$

где $\kappa_r = \frac{m_1}{Z_2} \left(\frac{w_1 \kappa_{об1}}{w_2 \kappa_{об2}} \right)^2 = 128,5$ — коэффициент приведения сопротивления беличьей клетки к обмотке статора.

§ 32.6. Токи высших гармонических и создаваемые ими потери

Определяем параметры эквивалентных схем замещения для каждой гармонической.

Коэффициенты, учитывающие вытеснение тока для активных ($\kappa_{\phi 1\nu}$) и индуктивных ($\kappa_{x1\nu}$) сопротивлений статора, определяем соответственно по (4.59) и (8.53) (табл. 8.2). Здесь $l_a/(l_a + l_{s1}) = 450/(450 + 498) = 0{,}47$. Так как частота скольжения ротора $f_2 = 1$ Гц, можно пренебречь вытеснением тока в обмотке ротора, обусловленным основной гармонической вращающегося поля. Как и для вентильного двигателя, по отношению к ротору 5-я и 11-я гармонические являются обратно вращающимися, а 7-я и 13-я — прямо вращающимися. Следовательно, 5-я гармоническая имеет частоту относительно ротора

$$f_{2\,(\nu)} = f_{2\,(5)} = 5f_{1н} + f_r = 5 \cdot 85{,}3 + 84{,}3 \approx 511 \text{ Гц};$$

7-я $$f_{2\,(7)} = 7f_{1н} - f_r = 7 \cdot 85{,}3 - 84{,}3 \approx 514 \text{ Гц};$$

11-я $$f_{2\,(11)} = 11\,f_{1н} + f_r = 11 \cdot 85{,}3 + 84{,}3 \approx 1022 \text{ Гц};$$

13-я $$f_{2\,(13)} = 13\,f_{1н} - f_r = 13 \cdot 85{,}3 - 84{,}3 \approx 1027 \text{ Гц}.$$

Для ротора приведенная высота стержня обмотки

$$\xi = h_{экв}\sqrt{\frac{\omega_\nu \mu_0 \lambda_м}{2}},$$

так как $b_м/b_п' = 1$. Здесь $\lambda_м = 35{,}5 \cdot 10^6$ См/м; $\mu_0 = 0{,}4\,\pi \cdot 10^{-6}$ Г/м, а по [79] $h_{экв} = q_{a2}/b_0 = 33{,}8$ мм $= 0{,}0338$ м,

где $q_{a2} = 169$ мм² — площадь сечения стержня;
$b_0 = 5{,}0$ мм — ширина стержня в месте выхода его из стали.

Таблица 8.2

Показатель	Порядок гармонической ν				
	1	5	7	11	13
Для активных сопротивлений					
$\omega_\nu = 2\pi f_{1н}$	537	2685	3759	5907	6881
ξ	0,293	0,655	0,775	0,972	1,06
$\varphi(\xi)$	1,00066	1,0164	1,032	1,0795	1,1122
$\psi(\xi)$	0,00246	0,0615	0,12	0,298	0,422
$\varphi_1(\xi) + \frac{m^2-1}{3}\psi_1(\xi)$	1,082	3,046	4,99	10,93	15,06
$\kappa_{\phi 1\nu}$	1,038	1,95	2,85	5,65	7,6
Для индуктивных сопротивлений					
$\varphi_1(\xi)$	1,0	1,0	1,0	0,987	0,975
$\psi_1(\xi)$	1,0	1,0	1,0	0,980	0,970
$\frac{1}{m^2}\varphi_1(\xi) + \frac{m^2-1}{m^2}\psi_1(\xi)$	1,0	1,0	1,0	0,980	0,970
$\kappa_{x1\nu}$	1,0	1,0	1,0	0,990	0,986

Таблица 8.3

Показатель	Порядок гармонической ν			
	5	7	11	13
Для активных сопротивлений				
Частота гармонической относительно ротора $f_{2\nu}$, Гц	511	514	1022	1027
Угловая частота ω_ν относительно ротора	3210	3230	6430	6470
$\xi \approx \varphi(\xi)$ (так как $\xi > 2$)	9,05	9,1	12,8	12,85
$\kappa_{\phi 2\nu} = [\varphi(\xi) - 1]\frac{l_2}{l_{w2}} + 1$	7,15	7,18	10,0	10,05
Для индуктивных сопротивлений				
$\varphi_1(\xi) = \frac{3}{2\xi}$	0,166	0,165	~0,117	~0,117
$\kappa_{x2\nu} = [\varphi_1(\xi) - 1]\frac{l_2}{l_{w2}} + 1$	~0,363	~0,363	~0,326	~0,326

Так как для ротора $m = 1$, то соответствующие коэффициенты вытеснения тока:

$$\kappa_{\phi 2\nu} = [\varphi(\xi) - 1]\,\frac{l_2}{l_{w2}} + 1 \text{ и } \kappa_{x2\nu} = [\varphi_1(\xi) - 1]\,\frac{l_2}{l_{w2}} + 1,$$

$$\text{где } \frac{l_2}{l_{w2}} = \frac{450}{590} = 0{,}763;$$

$\varphi_1(\xi)$ — по рис. 8.6.

Расчет сведен в табл. 8.3.

Так как характеристики двигателя строят для температуры меди обмоток 130° С, к этой температуре приводим активные сопротивления при определении токов отдельных гармонических. Если тепловой расчет покажет более высокие перегревы обмотки, то несоответствие в определенной степени будет компенсироваться тем, что при больших значениях активных сопротивлений меньшими будут получаться токи, и потери будут уменьшаться.

Относительное скольжение для 1, 7 и 13-й гармоник определяем по формуле

$$s_\nu = (n_1\nu - n)/(n_1\nu),$$

для обратно вращающихся 5-й и 11-й

$$s_\nu = (n_1\nu + n)/(n_1\nu).$$

Расчет токов отдельных гармонических представлен табл. 8.4. Здесь: активное сопротивление обмотки статора для ν-й гармонической тока, Ом

$$r_{1\nu} = r_1\kappa_{\phi 1\nu};$$

активное сопротивление обмотки ротора для ν-й гармонической тока, приведенное к статору, Ом

$$r'_{2\nu} = r'_2\kappa_{\phi 2\nu};$$

Таблица 8.4

Показатель	Порядок гармонической ν				
	1	5	7	11	13
$U_{\phi\nu}=\frac{\sqrt{2}}{\nu\pi}U_d=\frac{766}{\nu}$, В	766	153	109,5	69,6	59
$r_{1\nu}=0,0125\,\kappa_{\phi1\nu}$, Ом	0,0130	0,0245	0,0358	0,070	0,095
$x_{1\nu}=0,172\,\nu\kappa_{x1\nu}$, Ом	0,172	0,86	1,205	1,87	2,21
$r'_{2\nu}=0,0128\,\kappa_{\phi2\nu}$, Ом	0,0128	0,0915	0,092	~0,128	~0,128
s_ν	0,0117	1,2	0,86	1,09	0,925
$r'_{2\nu}/s_\nu$	1,095	0,0762	0,107	0,117	0,138
$x'_{2\nu}=0,142\frac{f_{2(\nu)}}{f_r}\kappa_{x2\nu}$, Ом	0,142	0,313	0,314	0,563	0,565
$r_{1\nu}+\frac{r'_{2\nu}}{s_\nu}$, Ом	1,108	0,1006	0,143	0,187	0,232
$x_{1\nu}+x'_{2\nu}$, Ом	0,314	1,174	1,52	2,433	2,775
$\sqrt{(x_{1\nu}+x'_{2\nu})^2+\left(r_{1\nu}+\frac{r'_{2\nu}}{s_\nu}\right)^2}$, Ом	1,155	1,18	1,53	2,44	2,79
$I_{\phi\nu}$, А	663	129,5	71,6	28,5	21,1
$\Delta P_{м1(\nu)}=m_1 I^2_{\phi1\nu} r_{1\nu}$, Вт	17200	1230	545	170	126
$\Delta P_{м2(\nu)}=m_1 I^2_{\phi1\nu}\frac{r'_2}{s_\nu}$, Вт	—	3840	1650	285	185

индуктивное сопротивление обмотки статора для ν-й гармонической, Ом

$$x_{1\nu}=\nu x_1\kappa_{x1\nu};$$

индуктивное сопротивление обмотки ротора для ν-й гармонической тока, приведенное к статору, Ом

$$x'_{2\nu}=\frac{f_{2(\nu)}}{f_r}x_2\kappa_{x2\nu};$$

коэффициенты $\kappa_{\phi1\nu}$; $\kappa_{\phi2\nu}$; $\kappa_{x1\nu}$ и $\kappa_{x2\nu}$ берут из предыдущих таблиц для соответствующих гармонических.

Кроме потерь от вращающихся высших гармонических тока, возникают потери от гармоник, вызванных пульсацией выпрямленного тока. Так как, в отличие от вентильного двигателя, сглаживающий фильтр преобразователя, питающего асинхронный двигатель, имеет емкость, то напряжение пульсации и ток низкочастотной (100 — f_1,Гц) и высокочастотной (100 + f_1,Гц) гармоник сетевой пульсации различны, причем вследствие того, что для низкочастотной гармонической полное сопротивление двигателя мало, значение ее тока может быть весьма существенным (до 40% основного) [79]. Точный расчет потерь от этих гармоник затруднителен из-за неопределенности параметров сглаживающего фильтра, расчет которого выходит за рамки проектирования тягового двигателя. Однако практика позволяет пользоваться следующими ориентировочными соотношениями.

Добавочные потери, вызванные пульсацией выпрямленного тока, составляют:

для обмотки статора — 70% от суммы потерь, возникающих в этой обмотке от 5, 7, 11 и 13-й вращающихся высших гармонических;

для обмотки ротора — 150% от суммы потерь, возникающих в этой обмотке от 5, 7, 11 и 13-й вращающихся высших гармонических.

В табл. 8.4 показаны потери в меди обмотки статора $\Delta P_{м1\nu}$. Суммированием данных для ν = 5, 7, 11 и 13 получаем суммарные потери от высших гармонических в этой обмотке

$$\Delta P_{м1\,(5,7,11,13)}=1230+545+170+126=2071 \text{ Вт}.$$

Следовательно, пульсационные потери в обмотке статора

$$\Delta P_{м1п}=0,7\,\Delta P_{м1\,(5,7,11,13)}=0,7\cdot 2071=1450 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери в обмотке ротора от высших гармонических из табл. 8.4 равны

$$\Delta P_{м2\,(5,7,11,13)}=3840+1650+285+185=5960 \text{ Вт}.$$

Следовательно, пульсационные потери в обмотке ротора

$$\Delta P_{м2п}=1,5\,\Delta P_{м2\,(5,7,11,13)}=1,5\cdot 5960=8950 \text{ Вт}.$$

Общие добавочные потери в меди всей машины от всех гармонических составляющих выпрямленного тока

$$\Delta P_{м\,доб}=\Delta P_{м1\,(5,7,11,13)}+\Delta P_{м1п}+\Delta P_{м2\,(5,7,11,13)}+\Delta P_{м2п}=2071+1450+$$
$$+5960+8950\approx 18430 \text{ Вт}.$$

§ 32.7. Круговая диаграмма для номинального режима двигателя

Для определения параметров асинхронного тягового двигателя построим круговую диаграмму. Предварительно оценим поправочный коэффициент $\dot{\sigma}_1$, изменяющий основные параметры первичной и вторичной цепей при вынесении намагничивающего контура на зажимы сети питания машины. В точной эквивалентной схеме замещения [98] — это комплексная величина, не зависящая от скольжения. Модуль поправочного коэффициента при пренебрежении потерями в стали (активное сопротивление намагничивающего контура ввиду малости следует полагать r_m = 0)

$$\sigma_1=|\dot{\sigma}_1|=\sqrt{\left(1+\frac{x_1}{x_{m(\mu)}}\right)^2+\left(\frac{r_1}{x_{m(\mu)}}\right)^2}=$$
$$=\sqrt{\left(1+\frac{0,172}{3,66}\right)^2+\left(\frac{0,0125}{3,66}\right)^2}\approx 1,05,$$

где $x_{m(\mu)}=x_m/\kappa_н$ = 4,22/1,155 = 3,66 Ом — индуктивное сопротивление намагничивающего контура в точке номинального режима (с учетом насыщения).

Аргумент поправочного коэффициента

$$\varphi_0=\mathrm{arctg}\,\frac{r_1}{x_1+x_{m(\mu)}}=\mathrm{arctg}\,\frac{0,0125}{0,172+3,66}\approx 0°\,11'.$$

Практика исследования создаваемых асинхронных двигателей различных типов показала, что если угол поворота окружности токов (линии центров) $2\psi_0<1°$, то им можно пренебречь. В нашем случае $2\psi_0$ = 0°22′, т. е. можно положить $2\psi_0\approx 0$.

Для номинальной частоты $f_{1н}$ = 85,3 Гц при определении диаметра окружности токов круговой диаграммы можно пренебречь и отношением

$$r_1^2/x_{m(\mu)}=0,0125^2/3,66=0,000043 \text{ Ом}.$$

Вышеприведенная оценка показывает, что нет необходимости строить точную круговую диаграмму, достаточно строить круговую диаграмму по уточненной Г-образной схеме замещения (рис. 8.13), в которой поправочный коэффициент $\dot{\sigma}_1$ принимают за вещественное число; его значение близко к первичному коэффициенту рассеяния

$$\sigma = 1 + \frac{I_0 x_1}{U_{ф1} - I_0 x_1} = 1 + \frac{210 \cdot 0,172}{766 - 210 \cdot 0,172} \approx 1,05.$$

Активные и индуктивные сопротивления уточненной Г-образной схемы замещения. Активное сопротивление фазы обмотки статора

$$R_1 = r_1 \sigma_1 = 0,0125 \cdot 1,05 = 0,0131 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление фазы беличьей клетки ротора

$$R_2 = r_2' \sigma_1^2 = 0,0128 \cdot 1,05^2 = 0,0141 \text{ Ом}.$$

Суммарное активное сопротивление обмотки статора и ротора

$$R_к = R_1 + R_2 = 0,0131 + 0,0141 = 0,0272 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора

$$X_1' = x_1 \sigma_1 = 0,172 \cdot 1,05 = 0,181 \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора

$$X_2'' = x_2' \sigma_1^2 = 0,142 \cdot 1,05^2 = 0,157 \text{ Ом}.$$

Суммарное индуктивное сопротивление обмоток статора и ротора

$$X_к = X_1' + X_2'' = 0,181 + 0,157 = 0,338 \text{ Ом}.$$

Исходные величины для построения диаграммы. Диаметр окружности токов

$$D_к = U_{ф1}/X_к = 766/0,338 = 2270 \text{ А}.$$

Угол между диаметром круговой диаграммы (диаметром окружности токов — линией центров) и линией электромагнитной мощности (линией моментов)

$$\varphi_{э\,(s=\infty)} = \operatorname{arctg} \frac{R_1}{X_к} = \operatorname{arctg} \frac{0,0131}{0,338} = 2°\,13'.$$

Угол между диаметром круговой диаграммы и линией полной механической мощности

$$\varphi_{к\,(s=1)} = \operatorname{arctg} \frac{R_1 + R_2}{X_к} = \operatorname{arctg} \frac{0,0272}{0,338} = 4°\,36'.$$

Определяем потери холостого хода, складывающиеся из потерь в меди обмотки статора при холостом ходе и магнитных потерь в стали сердечника статора.

Потери в меди обмотки статора при холостом ходе

$$\Delta P_{м0} = m_1 I_0^2 r_1 = 3 \cdot 210^2 \cdot 0,0125 \cdot 10^{-3} = 1,66 \text{ кВт}.$$

Потери в стали сердечника статора

$$\Delta P_с = C_п p_у [m_{a1} B_{a1}^2 + m_{z1} B_{z1}^2]\, 10^{-3} = 2,85 \cdot 4,02\, [575 \cdot 1,435^2 + 238 \cdot 1,61^2] 10^{-3} = 20,4 \text{ кВт}.$$

Рис. 8.13

Здесь масса зубцов статора

$$m_{z1} = Z_1 \frac{b_{z1} + b_{z1}'}{2} h_z'' l_a\, 0,94\, \gamma_{ст} =$$

$$= 96 \frac{1,18 + 1,54}{2} 5,5 \cdot 45,0 \cdot 0,94 \cdot 7,85 \cdot 10^{-3} = 238 \text{ кВт}.$$

Масса спинки сердечника статора

$$m_{a1} = [D_a^2 - (D_i + 2h_z'')^2] \frac{\pi}{4} l_a \cdot 0,94\, \gamma_{ст} =$$

$$= [93,6^2 - (70,0 + 2 \cdot 5,5)^2] \frac{\pi}{4} 45,0 \cdot 0,94 \cdot 7,85 \cdot 10^{-3} = 575 \text{ кг}.$$

Удельные потери

$$p_у = p_{1/50} \left(\frac{f_{1н}}{50} \right)^{1,5} = 1,8 \left(\frac{85,3}{50} \right)^{1,5} = 4,02 \text{ Вт/кг},$$

где $p_{1/50} = 1,8$ Вт/кг — для стали Э32.

Коэффициент $C_п$ зависит от формы пазов статора и ротора; для двигателей с контактными кольцами $C_п = 2,0$ — при полуоткрытых пазах и $C_п = 2,6 \div 2,9$ — при открытом пазе статора и полузакрытом пазе ротора; для двигателей с короткозамкнутым ротором при $0,8\, Z_1 \leqslant Z_2 \leqslant 1,25\, Z_1$ $C_п = 2,7 \div 3,0$; принято $C_п = 2,85$.

Следовательно, потери холостого хода

$$\Delta P_0 = \Delta P_{м0} + \Delta P_с = 1,66 + 20,4 = 22,06 \text{ кВт}.$$

Механические потери. Их принимаем, как и при расчете вентильного двигателя,

$$\Delta P_{мех} = 0,002\, P_1 = 0,002 \cdot 1280 = 2,56 \text{ кВт}.$$

Добавочные потери в стали машины от высших гармонических составляющих напряжения. Масса зубцов ротора

$$m_{z2} = 0,94\, Z_2 \frac{b_{z2} + b_{z1}'}{2} h_{z2}'' l_2 \gamma_{ст} \cdot 10^3 =$$

$$= 0,94 \cdot 82 \frac{0,0247 + 0,0145}{2} 0,0415 \cdot 0,45 \cdot 7,85 \cdot 10^3 = 222 \text{ кг}.$$

Масса спинки сердечника ротора

$$m_{a2} = 0,94 \frac{\pi}{4} l_2 [(D_2 - 2h_{z2}'')^2 - D_0^2 - m_к d_к^2]\, \gamma_{ст} \cdot 10^3 =$$

$$= 0,94 \frac{\pi}{4} 0,45\, [(0,696 - 2 \cdot 0,0415)^2 - 0,4^2 - 32 \cdot 0,026^2]\, 7,85 \cdot 10^3 = 508 \text{ кг}.$$

Масса сердечника ротора

$$m_2 = m_{z2} + m_{a2} = 222 + 508 = 730 \text{ кг}.$$

Масса сердечника статора

$$m_1 = m_{z1} + m_{a1} = 238 + 575 = 813 \text{ кг}.$$

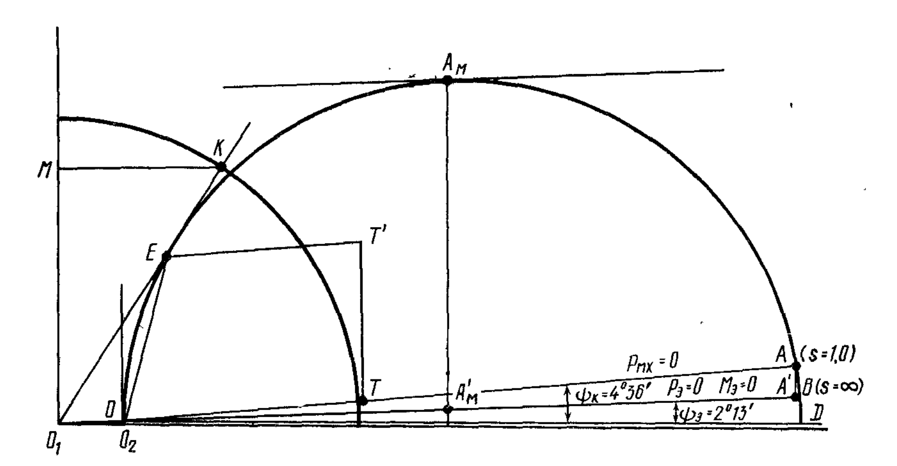


Рис. 8.14

Основные потери в стали при холостом ходе $\Delta P_с = 20{,}400$ кВт. Следовательно, по (8.52)

$$\Delta P_{свг} = \Delta P_с \frac{m_1+m_2}{m_1} \sum_{\nu=5;\,7;\,11;\,13}^{\infty} \nu^{-2,7} = 20{,}400\frac{813+730}{813} \times$$

$$\times\left(\frac{1}{5^{2,7}}+\frac{1}{7^{2,7}}+\frac{1}{11^{2,7}}+\frac{1}{13^{2,7}}\right) = 0{,}790 \text{ кВт}.$$

Учитывая ранее определенные суммарные добавочные потери в меди всей машины от всех гармонических составляющих выпрямленного тока $\Delta P_{м\,доб} = 18{,}43$ кВт и принимая согласно ГОСТ 11828—66 добавочные потери при нагрузке равными 0,5% от подведенной активной мощности, находим общие добавочные потери

$$\Sigma\Delta P_{доб} = \Delta P_{свг} + \Delta P_{м\,доб} + 0{,}005\,P_1 = 0{,}790+18{,}43+0{,}005\cdot 1280 = 25{,}62 \text{ кВт}.$$

Полная механическая мощность в номинальном режиме

$$P_{мх} = P_2 + \Delta P_{мех} + \Sigma\Delta P_{доб} = 1200+2{,}56+25{,}62 = 1228{,}18 \text{ кВт}.$$

Построение круговой диаграммы (рис. 8.14). Выбираем масштабы: тока

$$m_i = 10 \text{ А/мм};$$

мощности

$$m_р = 3U_{ф1}\, m_i 10^{-3} = 3\cdot 766\cdot 10\cdot 10^{-3} = 23 \text{ кВт/мм};$$

момента

$$m_м = \frac{102 p m_р}{2\pi f_{1н}} = \frac{102\cdot 4\cdot 23}{2\pi\cdot 85{,}3} = 17{,}5 \text{ кгс·м/мм}.$$

Уточняем ток холостого хода. Отрезок, соответствующий активной составляющей тока холостого хода,

$$\overline{O_2O} = \Delta P_0/m_р = 22{,}06/23 = 0{,}96 \text{ мм}.$$

Отрезок, соответствующий намагничивающей составляющей тока,

$$\overline{O_1O_2} = I_\mu/m_i = 210/10 = 21 \text{ мм}.$$

Отрезок, соответствующий току холостого хода,

$$\overline{O_1O} = \sqrt{\overline{O_1O_2}^2 + \overline{O_2O}^2} = \sqrt{21^2+0{,}96^2} = 21{,}02 \text{ мм}.$$

Ток холостого хода

$$I_0 = m_i\,\overline{O_1O} = 10\cdot 21{,}02 = 210{,}2 \text{ А}.$$

Из начала координат по оси абсцисс откладываем реактивную (намагничивающую) составляющую тока холостого хода

$$\overline{O_1O_2} \simeq 21{,}0 \text{ мм}.$$

Перпендикулярно к оси абсцисс в точке O_2 откладываем активную составляющую тока холостого хода $\overline{O_2O} = 0{,}96$ мм. Из точки O параллельно оси абсцисс проводим прямую (линию центров), на которой откладываем диаметр окружности токов

$$\overline{OD} = \frac{D_к}{m_i} = \frac{2270}{10} = 227 \text{ мм}.$$

Радиусом $\overline{OD}/2$ проводим окружность токов. Из точки O под углом $\psi_э = 2°13'$ к линии центров проводим линию электромагнитной мощности (моментов) OB. Из точки O под углом $\psi_к = 4°36'$ к линии центров проводим линию полной механической мощности OA. Параллельно линии моментов проводим касательную к окружности токов в точке $A_м$. Из этой точки проводим перпендикуляр к линии центров до пересечения с линией OB в точке $A'_м$. Отрезок $\overline{A_м A'_м} = 109$ мм дает максимальный электромагнитный момент

$$M_{э\,max} = m_м\, A_м A'_м = 17{,}5\cdot 109 = 1910 \text{ кгс·м}.$$

Из точки A $(s = 1{,}0)$ опускаем перпендикуляр к линии центров до пересечения с линией OB в точке A'. Отрезок $\overline{AA'} = 9{,}7$ мм дает пусковой электромагнитный момент (при пуске с $f_1 = f_{1н} = 85{,}3$ Гц)

$$M_{э\,пуск} = m_м\, AA' = 17{,}5\cdot 9{,}7 = 170 \text{ кгс·м}.$$

Находим точку номинального режима работы. Из произвольной точки T на линии полной механической мощности OA проводим перпендикулярно линии центров OD отрезок $\overline{TT'}$, соответствующий полной механической мощности в номинальном режиме,

$$\overline{TT'} = P_{мх}/m_р = 1228{,}18/23 = 53{,}3 \text{ мм}.$$

Из точки T' проводим линию, параллельную линии полной механической мощности OA до пересечения с окружностью токов в точке E, которая и будет точкой номинального режима. Из начала координат O_1 радиусом 100 мм проводим дугу окружности. Точки O_1 и E соединяем прямой и продолжаем ее до пересечения с дугой окружности в точке K. Через точку K параллельно оси абсцисс проводим прямую до пересечения с осью ординат в точке M. Отношение отрезка $\overline{O_1M}$ к радиусу дуги окружности равно $\cos\varphi$:

$$\cos\varphi = \overline{O_1M}/100 = 84{,}5/100 = 0{,}845.$$

Ток в обмотке статора

$$I_{ф1} = m_i\,\overline{O_1E} = 10\cdot 66 = 660 \text{ А}.$$

Ток в стержне ротора, приведенный к эквивалентной уточненной схеме замещения

$$I''_2 = m_i\,\overline{OE} = 10\cdot 56{,}5 = 565 \text{ А}.$$

Ток в стержне ротора, приведенный к числу витков обмотки статора,

$$I_2' = I_2'' \sigma_1 = 565 \cdot 1{,}05 = 593\ \text{А}.$$

Ток в стержне короткозамкнутой беличьей клетки ротора

$$I_2 = I_2' \frac{m_1 w_1 k_{об\,1}}{m_2 w_2 k_{об\,2}} = 593 \frac{3 \cdot 32 \cdot 0{,}925}{82 \cdot 0{,}5 \cdot 1{,}0} = 1280\ \text{А}.$$

Потери в меди обмотки статора при номинальном значении тока 1-й гармонической равны (см. табл. 8.4)

$$\Delta P_{м1} = 17{,}2\ \text{кВт}.$$

Потери в меди обмотки ротора при номинальном значении тока 1-й гармонической

$$\Delta P_{м2} = m_1 (I_2'')^2 R_2 = 3 \cdot 565^2 \cdot 0{,}0141 \cdot 10^{-3} = 13{,}5\ \text{кВт}.$$

Сумма потерь в двигателе

$$\Sigma\Delta P = \Delta P_с + \Delta P_{мех} + \Sigma\Delta P_{доб} + \Delta P_{м1} + \Delta P_{м2} =$$
$$= 20{,}4 + 2{,}56 + 25{,}62 + 17{,}2 + 13{,}5 = 79{,}28\ \text{кВт}.$$

Потребляемая двигателем активная мощность

$$P_1 = P_2 + \Sigma\Delta P = 1200 + 79{,}28 = 1279{,}28\ \text{кВт}.$$

Электромагнитная мощность двигателя

$$P_{эм} = P_1 - (\Delta P_{м1} + \Delta P_с) = 1279{,}28 - (17{,}2 + 20{,}4) \approx 1241{,}7\ \text{кВт}.$$

Полная мощность, подведенная к двигателю,

$$P_{полн} = \frac{P_1}{\cos\varphi} = m U_{ф1} I_{ф1} = \frac{1279{,}28}{0{,}845} = 3 \cdot 766 \cdot 660 \cdot 10^{-3} = 1515\ \text{кВт}.$$

К. п. д. двигателя

$$\eta_д = 1 - \frac{\Sigma\Delta P}{P_1} = 1 - \frac{79{,}28}{1279{,}28} \approx 0{,}94.$$

Относительное скольжение

$$s = \Delta P_{м2}/P_{эм} = 13{,}5/1241{,}7 = 0{,}0109.$$

Этой же величине равен и параметр абсолютного скольжения

$$\beta = f_2/f_{1н} = 0{,}0109.$$

Частота э. д. с. в обмотке ротора — абсолютная частота скольжения

$$f_2 = s f_{1н} = \beta f_{1н} = 0{,}0109 \cdot 85{,}3 = 0{,}93\ \text{Гц}.$$

Кратность максимального момента на валу

$$M_{max}/M_{ном} = P_{эм\,(max)}/P_{эм} = \overline{A_м A_м'}\, m_р / P_{эм} = 109 \cdot 23/1241{,}7 = 2{,}02.$$

Кратность тока короткого замыкания

$$I_к'/I_{ф1} = \overline{O_1 A}/\overline{O_1 E} = 247/66 = 3{,}75.$$

В дальнейшем при расчете характеристик будем исходить из относительного скольжения в номинальном режиме и параметра абсолютного скольжения $\beta = 0{,}0109$. Полученные из круговой диаграммы значения $\cos\varphi$, $I_{ф1}$, I_2 и $\eta_д$ близки к тем, которыми задавались в начале расчета, поэтому корректировка не требуется.

§ 32.8. Расчет характеристик

Условия эксплуатации в большинстве случаев могут быть такими, что каждая из основных величин, определяющих работу тягового двигателя, — напряжение, частота, нагрузка, будет меняться по различным законам. Поэтому приходится принимать некоторые параметры постоянными и делать расчеты для нескольких значений этих параметров.

Но и при этом особую трудность представляет учет изменения отдельных видов потерь, и точный расчет характеристик становится чрезвычайно трудоемким и, главное, чрезмерно громоздким. Поэтому приходится вводить упрощения, учитывая приближенно изменение отдельных видов потерь.

На основании Т-образной схемы замещения А. А. Булгаков [90], пренебрегая потерями в стали, дает следующие формулы:

ток статора, А

$$I_1 = U_{ф1\,(н)} \gamma \frac{\sqrt{(1+\tau_2)^2 + \left(\frac{\tau_1}{x_1}\right)^2 r_2'^2 \frac{1}{\beta^2}}}{\sqrt{(b^2 + c^2\alpha^2) + (d^2 + e^2\alpha^2)\frac{r_2'^2}{\beta^2} + 2r_1\alpha\frac{r_2'}{\beta}}}; \quad (8.56)$$

ток ротора, приведенный к статору, А

$$I_2' = U_{ф1\,(н)} \gamma \frac{1}{\sqrt{(b^2 + c^2\alpha^2) + (d^2 + e^2\alpha^2)\frac{r_2'^2}{\beta^2} + 2r_1\alpha\frac{r_2'}{\beta}}}; \quad (8.57)$$

электромагнитный момент, кгс · м

$$M_э = \frac{m_1 U_{ф1\,(н)}^2}{9{,}81\,\omega_{1н}} \gamma^2 \frac{1}{(b^2 + c^2\alpha^2)\frac{\beta}{r_2'} + (d^2 + e^2\alpha^2)\frac{r_2'}{\beta} + 2r_1\alpha}; \quad (8.58)$$

максимальный (опрокидывающий) момент, кгс · м

$$M_{э\,(max)} = \frac{m_1 U_{ф1\,(н)}^2}{9{,}81\,\omega_{1н}} \gamma^2 \frac{1}{2\left[\sqrt{(b^2 + c^2\alpha^2)(d^2 + e^2\alpha^2)} + r_1\alpha\right]}; \quad (8.59)$$

пусковой момент (когда $\beta = \alpha$), кгс · м

$$M_п = \frac{m_1 U_{ф1\,(н)}^2}{9{,}81\,\omega_{1н}} \cdot \frac{1}{(b^2 + c^2\alpha^2)\frac{\alpha}{r_2'} + (d^2 + e^2\alpha^2)\frac{r_2'}{\alpha} + 2r_1\alpha}. \quad (8.60)$$

Разделив (8.59) на (8.58), находим выражение для так называемого коэффициента статической перегружаемости, равного отношению максимального момента к моменту на валу, взятых при одинаковых значениях частоты и напряжения,

$$\frac{M_{э\,(max)}}{M_э} = \frac{(b^2 + c^2\alpha^2)\frac{\beta}{r_2'} + (d^2 + e^2\alpha^2)\frac{r_2'}{\beta} + 2r_1\alpha}{2\left[\sqrt{(b^2 + c^2\alpha^2)(d^2 + e^2\alpha^2)} + r_1\alpha\right]} \quad (8.61)$$

Критическое значение параметра абсолютного скольжения (соответствующее максимальному моменту) не зависит от напряжения статора, т. е. от параметра γ [90] и равно

$$\beta_{max} = r_2' \sqrt{\frac{d^2 + e^2\alpha^2}{b^2 + c^2\alpha^2}}. \qquad (8.62)$$

В приведенных формулах $U_{ф1(н)}$ — действующее значение 1-й гармонической фазного напряжения двигателя в номинальном режиме; $\gamma = U_{ф1}/U_{ф1(н)}$. Значения и определение остальных параметров этих формул приведены ниже.

Индуктивное сопротивление намагничивающей ветви

$$x_0 \approx \frac{U_{ф1} - I_\mu x_1}{I_\mu} = \frac{766 - 210 \cdot 0,172}{210} = 3,48 \text{ Ом}.$$

Коэффициент рассеяния статора

$$\tau_1 = \frac{x_1}{x_0} = \frac{0,172}{3,48} = 0,0495;$$

ротора

$$\tau_2 = \frac{x_2'}{x_0} = \frac{0,142}{3,48} = 0,0408.$$

Общий коэффициент рассеяния

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1\tau_2 = 0,0495 + 0,0408 + 0,0495 \cdot 0,0408 = 0,0923.$$

Введем вспомогательные обозначения величин, входящих в формулы (8.56) — (8.62):

$$b = r_1(1 + \tau_2) = 0,0125(1 + 0,0408) = 0,013; \quad c = x_0\tau = 3,48 \cdot 0,0923 = 0,321;$$

$$d = \frac{r_1}{x_0} = \frac{0,0125}{3,48} = 0,0036; \quad e = 1 + \tau_1 = 1 + 0,0495 \approx 1,05.$$

В качестве примера рассчитываем характеристики при постоянном значении параметра абсолютного скольжения, полученного в результате электромагнитного расчета (см. § 32.7),

$$\beta = f_2/f_{1н} = 0,93/85,3 = 0,0109.$$

Задаемся рядом значений скорости, начиная с максимальной $v_{э(max)}$ = = 110 км/ч, определяем нужные величины, сводя расчет в табл. 8.5 ($U_{л1}$ = = 1330В; $U_{ф1}$ = 766 В; γ = 1).

По электромагнитному моменту, найденному по (8.58), определяем полную механическую мощность

$$P_{мх} = M_э \omega_{1н}(\alpha - \beta),$$

где $\alpha = f_1/f_{1н}$.

Так как формула (8.58) для электромагнитного момента выведена при пренебрежении потерями в стали, при определении полезной мощности учтем это обстоятельство, вычитая потери в стали в сумме с механическими и добавочными из полной механической мощности,

$$P_2 = P_{мх} - (\Delta P_c - \Delta P_{мех} - \Sigma\Delta P_{доб})$$

Точный расчет потерь в стали, а также добавочных потерь для каждого режима является чрезмерно громоздким, поэтому при расчете характеристик полагаем потери в стали пропорциональными магнитному потоку в квадрате и

Таблица 8.5

$v_э$, км/ч	n, об/мин	f_1, Гц	ω_1, рад/с	α	$\alpha-\beta$	$I_{ф1}$, А	I_2', А	$M_э$, кгс·м	$P_э$, кВт	$P_э/P_{э(ном)}$	$P_{мх}$, кВт	ΔP_c, кВт	$\Delta P_{мех}$, кВт	$\Sigma\Delta P_{доб} = 0,02 P_э$, кВт	P_2, кВт	$\eta_э$	F, кгс	$M_{э(max)}/M_э$
110	2 030	136,2	214	1,597	1,586	408	373	376	790	0,632	780	16,1	4,1	15,8	744	0,973	2 420	2,02
100	1 840	123,6	194	1,448	1,437	438	402	456	868	0,695	862	16,7	3,78	17,4	824	0,974	2 940	2,03
90	1 655	111,23	175	1,304	1,293	500	456	557	955	0,766	947	17,9	3,34	19,1	907	0,975	3 600	2,03
80	1 470	99,0	156	1,16	1,149	562	513	703	1 078	0,861	1 070	18,9	2,97	21,6	1 027	0,975	4 590	2,03
68,8	1 267	85,3	134	1,0	0,9891	650	594	950	1 248	1,0	1 237	20,4	2,56	24,9	1 190	0,975	6 190	2,02
60	1 105	74,6	117,3	0,875	0,864	742	678	1 240	1 425	1,145	1 409	21,8	2,23	28,5	1 356	0,974	8 080	2,0
50	920	62,3	98	0,73	0,719	892	815	1 770	1 700	1,36	1 670	23,9	1,86	34	1 610	0,972	11 480	2,0
40	736	49,15	77,2	0,576	0,565	1 120	1 030	2 810	2 130	1,74	2 090	26,9	1,49	42,6	2 019	0,97	17 950	1,985

Таблица 8.6

$v_э$, км/ч	n, об/мин	f_1, Гц	ω_1, рад/с	α	$\alpha-\beta$	$I_{ф1}$, А	I_2', А	$M_э$, кгс·м	$P_э$, кВт	$P_э/P_{э(ном)}$	$P_{мх}$, кВт	ΔP_c, кВт	$\Delta P_{мех}$, кВт	$\Sigma\Delta P_{доб} = 0,02 P_э$, кВт	P_2, кВт	$\eta_э$	F, кгс	$M_{э(max)}/M_э$
110	2 030	136,8	215,0	1,605	1,587	596	562	544	1 146	0,916	1 135	16,1	4,1	22,92	1 092	0,975	3 560	1,39
100	1 840	124,0	195,0	1,45	1,432	660	623	637	1 218	0,978	1 200	17,0	3,72	24,0	1 155	0,975	4 130	1,38
90	1 655	111,8	175,5	1,31	1,292	731	689	814	1 400	1,145	1 383	17,85	3,34	28,0	1 334	0,975	5 300	1,385
80	1 470	99,5	156,3	1,165	1,147	820	744	1 022	1 567	1,255	1 540	18,9	2,97	31,3	1 487	0,975	6 650	1,39
68,8	1 267	86,0	135,0	1,009	0,991	946	894	1 365	1 810	1,45	1 780	20,35	2,56	36,2	1 721	0,97	8 900	1,385
60	1 105	75,2	118,0	0,882	0,864	1 129	1 019	1 775	2 055	1,65	2 010	21,8	2,23	40,2	1 946	0,97	11 550	1,383
50	920	62,9	99,8	0,737	0,719	1 290	1 215	2 530	2 475	1,98	2 390	23,8	1,86	49,5	2 315	0,965	16 450	1,385
40	730	50,6	79,4	0,593	0,575	1 595	1 503	3 730	2 910	2,33	2 820	26,5	1,49	58,2	2 744	0,965	24 300	1,381

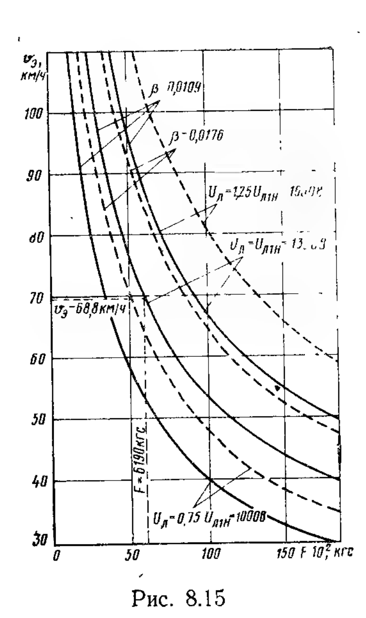


Рис. 8.15

частоте в степени 1,5. А так как поток пропорционален напряжению и обратно пропорционален частоте, то

$$\Delta P_c = \Delta P_{c\,(н)} \frac{\gamma^2}{\alpha^2} \alpha^{1,5} = 20,4 \frac{\gamma^2}{\sqrt{\alpha}},$$

где $\Delta P_{c(н)} = 20,4$ кВт — потери в стали в номинальном режиме (см. § 32.7).

Добавочные потери также упрощенно полагаем составляющими примерно $\sim 2\%$ от электромагнитной мощности в каждом рассматриваемом режиме, равной $P_э = M_э\,\omega_1$. Механические потери находим, изменяя пропорционально частоте вращения потери, определенные для номинального режима,

$$\Delta P_{мех} = \frac{\Delta P_{мех(н)}}{n_{(н)}}\, n = \frac{2,56}{1265}\, n = 0,00202\, n.$$

Так как определение подведенной активной мощности в каждом рассматриваемом режиме затруднительно, для определения тягового усилия на оси без большой погрешности можно к. п. д. зубчатой передачи определять по данным ГОСТ 2582—72 в зависимости от подводимой мощности.

Выполняем сначала расчет для номинального напряжения:

$$U_{л1} = 1330\ \text{В};\quad U_{ф1} = 766\text{В};\quad \gamma = 1.$$

Данные для других скоростей получаем по следующим соотношениям:

$$n = v_э \frac{5,3\mu}{D_б} = v_э \frac{5,3\cdot 4,166}{1,2} = 18,4\, v_э;\quad f_r = pn/60 = 4n/60 = n/15;$$

$$f_1 = f_r + f_2 = \frac{n}{15} + 0,93;\quad \omega_1 = \frac{2\pi}{p} f_1 = \frac{2\pi}{4} f_1 = \frac{\pi}{2} f_1;$$

$$\alpha = f_1/f_{1н} = f_1/85,3.$$

Некоторое незначительное несовпадение, расхождение некоторых данных номинального режима при расчете характеристик по сравнению с электромагнитным расчетом вполне естественно и допустимо. По данным табл. 8.5 могут быть построены различные нужные зависимости.

При расчете характеристик для других напряжений рабочего диапазона, как следует из формул (8.56), (8.57) и (8.58), значения $v_э$, n, α, f_1, ω_1, α—β и $\Delta P_{мех}$ не меняются, токи $I_{ф1}$ и I_2' меняются пропорционально γ; величины $M_э$, $P_э$, $P_э/P_{э\,(ном)}$, $P_{мх}$, ΔP_c и $\Sigma\ \Delta P_{доб}$ изменяются пропорционально γ^2. На рис. 8.15 сплошными линиями нанесены тяговые характеристики $F(v_э)$ для $U_{л1н} = 1330$В, $U_{л1} = 0,75 \times U_{л1н} = 1000$ В и $U_{л1} = 1,25 U_{л1н} = 1660$ В при $\beta = 0,0109$.

Аналогичные расчеты следует выполнить и для других значений β.

В табл. 8.6 представлены данные для $\beta = \beta_н \alpha_{max} = \beta_н \frac{n_{max}}{n_н} \approx 0,0109\cdot 1,6 = 0,0176$ и $f_2 = 1,5$ Гц при $\gamma = 1,0$, $U_{л1} = U_{л1н} = 1330$ В. Штриховыми линиями (см. рис. 8.15) показаны характеристики $F(v_э)$ при $\beta = 0,0176$ для тех же значений напряжений: $U_{л1} = 0,75\, U_{л1н} = 1000$ В; $U_{л1} = U_{л1н} = 1330$ В и $U_{л1} = 1,25 \times U_{л1н} = 1660$ В.

§ 32.9. Оценка способов регулирования

Закон оптимального регулирования амплитудой и частотой напряжения $U \equiv f_1\sqrt{M_э}$, соответствующий высоким значениям $\eta_д$, $\cos\ \varphi$ и перегрузочной способности двигателя, позволяет при неизменном абсолютном скольжении $\beta = f_2/f_{1н}$ осуществить два необходимых для электрической тяги способа реализации: M = const и P = const.

Но в виду того, что поддержание достаточной перегрузочной способности имеет для тяги особо важное значение, необходимо для всех режимов определять ее значение и, если оно оказывается меньше допустимого, следует отойти от оптимального закона регулирования, увеличив напряжение до уровня, обеспечивающего необходимую перегрузочную способность.

Режим M = const используют для разгона электроподвижного состава до номинальной скорости, при этом напряжение и мощность возрастают до своих номинальных значений пропорционально частоте тока статора. Так как этот режим осуществляется при неизменном потоке, остаются практически неизменными не только статическая перегружаемость (8.61), равная ≈ 2, поскольку и $M_{э(max)}$ и $M_э$ пропорциональны в данном случае одному и тому же постоянному отношению $\left(\frac{U_{ф1}}{f_1}\right)^2$, но и отношение максимального момента в любом режиме к максимальному моменту в номинальном режиме, равное

$$\frac{M_{э\,(max)}}{M_{э\,(max)\,н}} = \left(\frac{U_{ф1}}{\alpha\, U_{ф1н}}\right)^2 = \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right)^2 = 1,$$

так как в данном случае

$$\gamma = U_{ф1}/U_{ф1\,н} = f_1/f_{1н} = \alpha.$$

Если после окончания разгона по достижении номинальной скорости в диапазоне от $f_{1н}$ до f_{1max} при $\beta = I_2/I_{1н}$ = const сохранять напряжение постоянным U = const, например $U_{л1(н)} = 1330$ В; $U_{ф1(н)} = 766$ В, получается характеристика, соответствующая характеристике двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, работающего при U = const с определенной постоянной степенью возбуждения $\beta = I_в/I_a$ = const. При этом во всех точках этой характеристики коэффициент статической перегружаемости остается практически неизменным, так как и максимальный момент $M_{э(max)}$ и момент на валу $M_э$ изменяются обратно пропорционально квадрату частоты, если практически в этом же отношении изменяется и момент нагрузки $M_{э(max)}/M_э \approx 2$ (см. табл. 8.5). В этом режиме

$$M_{э\,(max)}/M_{э\,(max)\,н} = (\gamma/\alpha)^2 = \frac{1}{\alpha^2} = (1/1,597)^2 \approx 0,393,$$

так как $\gamma = 1$.

Однако в этом режиме, как и в двигателях постоянного и пульсирующего тока последовательного возбуждения, имеет место плохое использование мощности в зоне высоких скоростей, так как она уменьшается обратно пропорционально частоте f_1 в α раз. При этом преобразователь частоты недоиспользуется по току [94]. В двигателях постоянного и пульсирующего тока для повышения использования мощности при скоростях выше номинальной уменьшают степень возбуждения β до пределов, ограничиваемых коммутацией и потенциальными условиями на коллекторе. В асинхронном двигателе при U = const развиваемая мощность при скоростях выше номинальной может быть увеличена путем увеличения параметра абсолютного скольжения $\beta = f_2/f_{1н}$ при соответствующем уменьшении статической перегружаемости.

Это иллюстрируется данными табл. 8.5 и 8.6, полученными при $\beta = 0,0109$ и $\beta = 0,0176$ соответственно. При $\beta = 0,0109$ мощность двигателя при максимальной скорости электровоза 110 км/ч равна 790 кВт, а при $\beta = 0,0176$—1146 кВт.

В то же время коэффициент статической перегружаемости, при $\beta = 0{,}0109$ равный примерно 2, при $\beta = 0{,}0176$ уменьшается. В идеализированном случае (когда $P \equiv Mf = \text{const}$ при $U = \text{const}$) он снижается пропорционально возрастанию частоты, так как $M_{\text{э(max)}} \equiv U^2/f_1^2$, а $M_{\text{э}} \equiv U^2/f_1$. В нашем случае он равен (8.61) $M_{\text{э(max)}}/M_{\text{э}} = 1{,}385$.

Отношение максимального момента в этом режиме к максимальному моменту в номинальном режиме осталось таким же, как и в предыдущем случае

$$\frac{M_{\text{э (max)}}}{M_{\text{э (max) н}}} = \left(\frac{U_1}{\alpha U_{1\text{н}}}\right)^2 = \frac{1}{\alpha^2} \approx 0{,}393,$$

что естественно, так как $M_{\text{э(max)}}$ не изменился, а, увеличив β, мы перенесли точку работы ближе к $M_{\text{э(max)}}$, снизив статическую перегружаемость.

Критическое значение параметра абсолютного скольжения (8.62)

$$\beta_{(\max)} = 0{,}0128\sqrt{\frac{0{,}0036^2+1{,}05^2\cdot 1{,}6^2}{0{,}013^2+0{,}321^2\cdot 1{,}6^2}} \approx 0{,}0418,$$

что соответствует частоте абсолютного скольжения $f = 0{,}0148 \cdot 85{,}3 = 3{,}57$ Гц.

Таким образом, если при соответствующей частоте напряжение достигло максимально возможного для данной системы привода значения, диапазон дальнейшего увеличения частоты и скорости вращения ограничивается коэффициентом статической перегружаемости. При $\beta = \beta_{\text{н}}\alpha$ по [94] диапазон регулирования определяется $\alpha < \sqrt[3]{\left(\frac{M_{\text{э (max)н}}}{M_{\text{э(н)}}}\right)^4}$.

Режим $P = \text{const}$ в диапазоне частот от $f_{1\text{н}}$ до $f_{1\max}$ реализуется наиболее эффективно для двигателя, если напряжение увеличивается (а ток уменьшается) в $\sqrt{\alpha}$ раз. В нашем примере при $\beta = \beta_{\text{н}} = 0{,}0109$

$$\sqrt{\alpha} = \sqrt{\frac{v_{\text{э max}}}{v_{\text{эн}}}} = \sqrt{\frac{110}{68{,}8}} \approx 1{,}265.$$

Если рассчитаем таблицу, аналогичную табл. 8.5, для $U_{\text{л1}} \simeq 1{,}25\, U_{\text{л1(н)}} = 1{,}25\cdot 1330 = 1600$В, то при $v_{\text{э}} = 110$ км/ч получим мощность, близкую к номинальной (см. табл. 8.5, 1248 кВт, $v_{\text{э}} = 68{,}8$ км/ч).

Коэффициент статической перегружаемости не меняется (8.61) $M_{\text{э(max)}}/M_{\text{э}} \simeq 2$, так как и числитель и знаменатель пропорциональны $(U/f)^2$.

Отношение максимального момента в этом режиме к максимальному моменту в номинальном режиме по сравнению с предыдущим случаем повышается

$$\frac{M_{\text{э (max)}}}{M_{\text{э (max) н}}} = \left(\frac{U_1}{\alpha U_{1\text{н}}}\right)^2 = \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right)^2 = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{1{,}6} = 0{,}627, \text{ так как } \gamma = \sqrt{\alpha}.$$

Рассмотренный режим работы с $P = \text{const}$ в диапазоне от $f_{1\text{н}}$ до $f_{1\max}$ при $U \equiv \sqrt{\alpha}$ для двигателя является более благоприятным, так как позволяет до максимальной скорости сохранять мощность, равную номинальной при постоянной статической перегружаемости, тогда как в предыдущем режиме регулирования (за счет увеличения β) она снижалась в $\sim 2/1{,}385 \simeq 1{,}45$ раза.

Однако следует иметь в виду, что в этом случае в $\sqrt{\alpha}$ раз возрастает расчетная мощность преобразователя частоты и в $\sqrt{\alpha}$ раз увеличивается расчетное напряжение силового электрооборудования. Поэтому приходится ограничивать напряжение при определенном значении частоты. В общем случае необходимо стремиться к снижению токовых нагрузок. Для этого при нагрузках, близких к номинальным, целесообразно поддерживать поток в воздушном зазоре машины, равным номинальному, а при перегрузках — увеличивать его до предела, определяемого допустимым насыщением двигателя и оптимумом потерь в нем [100].

Естественно, что в эксплуатации необходимый режим ведения поезда в зависимости от нагрузки с достаточной перегрузочной способностью, с учетом необходимых $M_{\text{э(max)}}/M_{\text{э}}$ и $M_{\text{э(max)}}/M_{\text{э(max)н}}$, должна обеспечивать автоматическая система регулирования.

§ 32.10. Тепловой расчет обмотки статора

Определим необходимые для расчета данные.

Омическое сопротивление фазы обмотки статора при ожидаемой температуре

$$r_1 = \frac{l_{w1}\, w_1\, t_r}{q_{a1}\, 57} = \frac{1{,}896\cdot 32\cdot t_r}{123{,}25\cdot 57} = 0{,}00865\, t_r,$$

где t_r — коэффициент увеличения сопротивления меди при ожидаемой температуре по отношению к 20° С.

Расчетный приведенный периметр паза

$$p' = 1{,}33\, b_{\text{п}} + 2h_z = 1{,}33\cdot 1{,}09 + 2\cdot 4{,}18 = 9{,}81 \text{ см}.$$

Вследствие малого воздушного зазора теплоотдача с коронок зубцов статора незначительна и ее не учитываем.

Оценивая поверхность теплоотдачи с надпазовых каналов, полагаем, что эффективность теплоотдачи с поверхности текстолитового клина, являющегося дном надпазового канала, составляет третью часть эффективности теплоотдачи со стальных стенок паза. Следовательно,

$$S_{\text{кан}} = Z_1\, l_a\, [2\,(h_z'' - h_z') + 0{,}33 b_{\text{п}}] = 96\cdot 45{,}0\,[2\,(5{,}5-4{,}18)+0{,}33\cdot 1{,}09] = 12800 \text{ см}^2.$$

Поверхность лобовых частей статорной обмотки

$$S_{\text{лоб 1}} = \pi D_i\, L_{\text{лоб1}} = \pi\cdot 70\cdot 29{,}5 = 6500 \text{ см}^2.$$

Так как в статоре применена такая же стеклослюдинитовая изоляция типа «Монолит-2», как и в вентильном двигателе, то коэффициент теплопроводности материала изоляции равен 0,0020—0,00225 Вт/(°С · см);

эффективная толщина изоляции

$$b_{\text{из}} = \frac{b_{\text{п}}' - b_{\text{пр}}}{2} = \frac{1{,}11-0{,}8}{2} = 0{,}155 \text{ см};$$

удельная теплопроводность изоляции

$$\lambda_{\text{из}} = \frac{\Delta}{b_{\text{из}}} = \frac{0{,}002}{0{,}155} = 0{,}0129 \text{ Вт/(° С·см}^2).$$

Как и в тепловом расчете обмотки якоря вентильного двигателя, эквивалентная скорость охлаждающего воздуха относительно омываемых внутренних поверхностей якоря равна [15]

$$v = \sqrt{v_{\text{р}}^2 + 1{,}5\left(\frac{8Q}{D_a^2 - D_0^2}\right)^2} = \sqrt{46{,}2^2 + 1{,}5\left(\frac{8\cdot 120\cdot 10^{-2}}{0{,}696^2 - 0{,}4^2}\right)^2} = 58{,}7 \text{ м/с}.$$

Коэффициент теплоотдачи (см. рис. 3.6) $\alpha = 0{,}0165$ Вт/(°С · см²). Расход воздуха выбираем из расчета $\sim 1{,}55$ м³/мин на 1 кВт потерь

$$Q = 1{,}55\Sigma\Delta P = 1{,}55 U_d\, I_d\,(1-\eta_{\text{д}}) = 1{,}55\cdot 1700\cdot 755\,(1-0{,}94) \approx 120 \text{ м}^3/\text{мин}.$$

По рис. 3.8 среднее превышение температуры вентилирующего воздуха $\theta_{\text{возд}} = 15°$ С. Активные потери в меди обмотки статора, Вт:

от основной гармонической

$$\Delta P_{\text{м1}} = 3 I_{\text{ф1}}^2\, \kappa_{\text{ф1}}\, r_1 = 3\cdot 660^2\cdot 1{,}038\cdot 0{,}00865 t_r = 11850 t_r;$$

от высших гармонических:

$$\Delta P_{м5}=3I_{ф5}^2\,\kappa_{ф5}\,r_1=3\cdot129,5^2\cdot1,95\cdot0,00865t_r=852t_r;$$

$$\Delta P_{м7}=3I_{ф7}^2\,\kappa_{ф7}\,r_1=3\cdot71,6^2\cdot2,85\cdot0,00865\,t_r=380t_r;$$

$$\Delta P_{м11}=3I_{ф11}^2\,\kappa_{ф11}\,r_1=3\cdot28,5^2\cdot5,65\cdot0,00865t_r=120t_r;$$

$$\Delta P_{м13}=3I_{ф13}^2\,\kappa_{ф13}\,r_1=3\cdot21,1^2\cdot7,6\cdot0,00865t_r=88t_r;$$

от пульсации выпрямленного тока

$$\Delta P_{мп}=0,7\,(\Delta P_{м5}+\Delta P_{м7}+\Delta P_{м11}+\Delta P_{м13})=$$
$$=0,7\,(852+380+120+88)\,t_r\approx1010\,t_r.$$

Суммарные активные потери в меди обмотки статора

$$\Sigma\Delta P_{м}=\Delta P_{м1}+\Delta P_{м5}+\Delta P_{м7}+\Delta P_{м11}+\Delta P_{м13}+\Delta P_{мп}=(11850+852+380+120+$$
$$+88+1010)\,t_r=14\,300t_r.$$

Добавочные потери в стали статора от высших гармонических составляющих напряжения (8.52)

$$\Delta P_{с1\,вг}=\Delta P_{с}\sum_{\nu=5,\,7,\,11,\,13}^{\infty}\nu^{-2,7}=20400\left(\frac{1}{5^{2,7}}+\frac{1}{7^{2,7}}+\frac{1}{11^{2,7}}+\frac{1}{13^{2,7}}\right)=$$
$$=420\ \text{Вт},$$

где $\Delta P_{с}$ = 20400 Вт — основные потери в стали статора.

Суммарные потери в стали статора

$$\Sigma\Delta P_{с}=\Delta P_{с}+\Delta P_{с1вг}=20400+420=20820\ \text{Вт}.$$

Превышение температуры меди обмотки статора над окружающим воздухом определяем по преобразованной применительно к нашему случаю формуле А. Б. Иоффе

$$\theta_{м}=\frac{\Sigma\Delta P_{м}\left(1+\frac{\alpha t_1}{\lambda_{из}\,p'}\right)+\Sigma\Delta P_{с}\left(1-\frac{\alpha t_1}{\lambda_{из}\,p'}\cdot\frac{L_{лоб1}}{l_a}\right)}{\alpha\,(S_{кан}+S_{лоб1})}\,\kappa'+\theta_{возд}=$$

$$=\frac{14\,300t_r\left(1+\frac{0,0165\cdot2,29}{0,0129\cdot9,81}\right)+20\,820\left(1-\frac{0,0165\cdot2,29}{0,0129\cdot9,81}\cdot\frac{29,5}{45,0}\right)}{0,0165\,(12\,800+6\,500)}\,0,91+15=$$

$$=52,5t_r+48+15=52,5\cdot1,61+63=147,5^\circ\ \text{C}.$$

Здесь κ' = 0,91 учитывает исполнение лобовых частей открытыми, а t_r = 1,61 соответствует температуре нагрева $t_{н}$ = 147,5 + 25 = 172,5° С.

РАЗДЕЛ ДЕВЯТЫЙ

МЕХАНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 33

РАСЧЕТ ВАЛА ДВИГАТЕЛЯ

§ 33.1. Определение основных размеров вала

Предварительные замечания. Окончательный расчет вала делают как поверочный, для чего предварительно намечают эскиз вала на основании эмпирических формул и конструктивных соображений, размещая на нем промежуточную втулку или коробку (если они есть), шихтованный сердечник якоря с его обмоткой, коллектор, а также уплотняющие кольца в местах прохода вала через отверстия крышек подшипниковых камер и сами подшипники.

Основные радиальные размеры вала можно намечать предварительно на основании приводимых ниже формул. Для опорно-осевых двигателей диаметр вала в местах посадки на него сердечника якоря или несущей его втулки при односторонней передаче [2], см

$$d_{в}=(16\div20)\sqrt[3]{P_{н}/n_{н}}; \tag{9.1}$$

а при двусторонней

$$d_{в}=(16\div20)\sqrt[3]{1,25P_{н}/(2n_{н})}, \tag{9.1'}$$

где $P_{н}$ — мощность двигателя при номинальном режиме, кВт; $n_{н}$ — частота вращения при этом режиме, об/мин.

По напряжению кручения $\tau=M_{н}/\left(\frac{\pi d_{к}^3}{16}\right)$ можно оценить диаметр вала в месте перехода от цилиндрической части к конусным концам вала

$$d_{к}=\sqrt[3]{5M_{н}/\tau}. \tag{9.2}$$

Здесь вращающий момент при номинальном режиме, кгс · см

$$M_{н}=97\,400\,\frac{P_{н}}{\kappa n_{н}}, \tag{9.3}$$

где κ = 1 — при односторонней передаче; κ = 2 — при двусторонней.

Допускаемые напряжения на скручивание:

$$\left.\begin{array}{l}\text{при односторонней передаче } \tau=90\div100\ \text{кгс/см}^2;\\ \text{при прямозубой двусторонней } \tau=75\div80\ \text{кгс/см}^2.\end{array}\right\} \tag{9.4}$$

Меньшие допускаемые напряжения во втором случае объяснимы тем, что передаваемый валом вращающий момент может распределяться по отдельным его концам не поровну вследствие не вполне точных посадки зубчатых колес и монтажа их пружинящих элементов и равно возможного неодинакового износа зубчатых колес в эксплуатации.

Малый диаметр конусного конца вала определяют в соответствии с величиной $d_к$, шириной зубчатого колеса и уклоном 1 : 10.

Диаметр шейки вала со стороны привода при односторонней передаче и роликовых подшипниках

$$d_B = (1{,}1 \div 1{,}35)\ d_к; \quad (9.5)$$

со стороны, противоположной приводу,

$$d = (0{,}7 \div 0{,}75)\ d_B. \quad (9.6)$$

При двусторонней передаче

$$d_A = d_B = (1{,}1 \div 1{,}2)\ d_к. \quad (9.7)$$

Размеры d_A и d_B, определяемые по (9.5), (9.6) и (9.7), должны быть округлены в большую сторону до целых сантиметров или полусантиметров в соответствии с внутренними диаметрами внутренних колец роликовых подшипников.

Силы, действующие на вал якоря. Вал двигателя подвергается действию крутящих и изгибающих моментов. Крутящие моменты возникают от передачи вращающего момента $M_{вр}$ оси движущей колесной пары, изгибающие $M_{изг}$ вызываются весом якоря G, односторонним магнитным притяжением его T и реакцией от передаваемого вращающего момента P_z.

Эпюры изгибающих и вращающих моментов для двигателей с односторонней и двусторонней зубчатыми передачами представлены соответственно на рис. 9.1, *а* и *б*. При построении этих эпюр допущен ряд

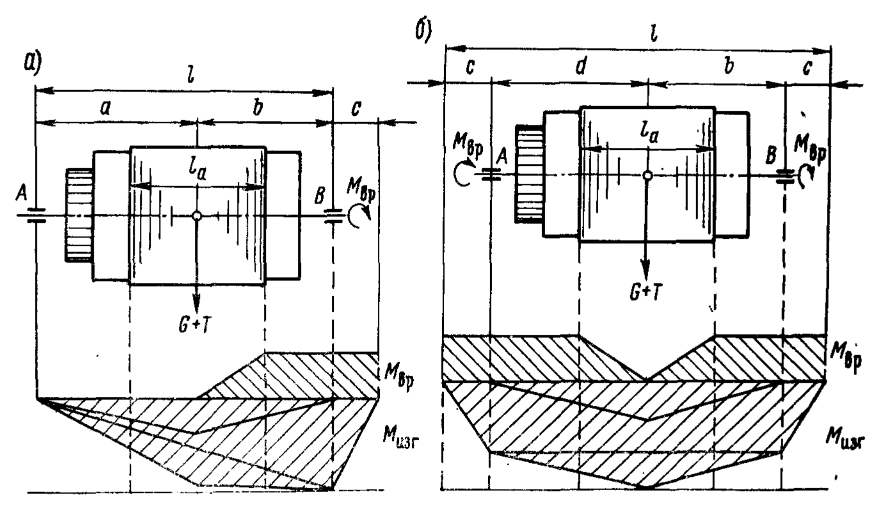


Рис. 9.1

упрощающих положений: вес сердечника якоря с обмоткой и частью вала под сердечником учтен сосредоточенной силой G, приложенной к середине длины стального пакета якоря; магнитная сила T принята также сосредоточенной, приложенной к той же точке, что и сила G. Это дает прогибы и напряжения на несколько процентов больше, чем при фактически равномерном распределении таких нагрузок. Принятое упрощение вполне допустимо, тем более, что оно вводит некоторый запас. Изменение крутящего момента по длине сердечника якоря принимают линейным.

Сила реакции от передаваемого вращающего момента. Вал должен быть рассчитан на наибольшие значения передаваемого вращающего момента и реакций от него. Эти величины определяют по силе тяги одной оси локомотива, соответствующей максимальному коэффициенту сцепления колес с рельсом ψ_{max}. Сила тяги при давлении на ось П равна

$$F_\psi = \psi_{max}\,П, \quad (9.8)$$

где обычно $\psi_{max} = 0{,}33$.

Давление на зубцы передачи P_z при касательной силе тяги F_ψ

$$P_z = F_\psi \frac{D_б}{D_z} \frac{1}{\kappa\eta_з \cos 20°}. \quad (9.9)$$

При максимальном моменте $\eta_з \cong 0{,}95$. Сомножитель $\cos 20° = 0{,}95$ фигурирует в связи с тем, что сила реакции P_z, равная давлению на зуб, направлена не перпендикулярно линии централи, а наклонно к ней под углом 20° в соответствии с углом зацепления зубчатой передачи.

Максимальный вращающий момент, действующий на каждом конце вала,

$$M_{вр} = \frac{F_\psi}{\mu} \cdot \frac{D_б}{2} \cdot \frac{1}{\kappa\eta_з \cos 20°}, \quad (9.10)$$

где μ — передаточное число редуктора.

Для моторвагонных тяговых двигателей определение максимальных значений P_z и $M_{вр}$ по силе тяги F_ψ приводит зачастую к их нереальным значениям, так как ток защиты делает невозможным их реализацию. В этих случаях расчет следует вести не по величине F_ψ, а по моменту $M_{вр} = 3\ M_н$.

При опорно-рамном исполнении двигателя и связи его с ведущей осью через карданную муфту, диски или пластины сила P_z воспринимается подшипниками редуктора и на вал не действует. В этих случаях при расчете вала принимают $P_z = 0$. Это, конечно, облегчает работу вала, снижая напряжения в нем. Силу P_z считают приложенной в средней плоскости зубчатых колес.

Вес якоря. Вес якоря G, в который входят веса: шихтованного сердечника, нажимных шайб, обмотки, коллектора и части вала со втулкой под этими деталями, определяют вычислением веса этих отдельных деталей. Для предварительных расчетов он может быть принят равным 2,5-кратному весу стального пакта якоря.

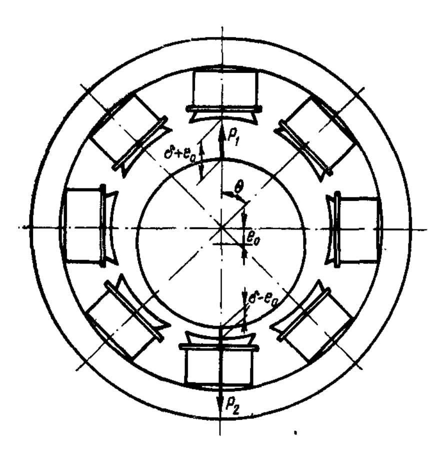


Рис. 9.2

Сила одностороннего магнитного притяжения. Явление одностороннего магнитного притяжения якоря обусловлено эксцентричным положением ротора (якоря) в расточке машины. Этот эксцентриситет обязан своим появлением неизбежным неточностям при изготовлении и сборке машины (предварительный эксцентриситет e_0) и прогибу вала под действием всех приложенных к нему сил.

Для определения силы T, возникающей при этом, введено понятие об единичной магнитной силе t, как силе, возникающей при эксцентриситете в 1 см. Ее значение устанавливают следующим образом. Пусть в многополюсной машине имеет место расположение якоря с предварительным эксцентриситетом e_0 так, как это показано на рис. 9.2.

Выделим два вертикальных полюса, расположенных на диаметре, проходящем через линию эксцентриситета. Если нормальный воздушный зазор под полюсами обозначить δ, то под верхним полюсом он окажется равным $\delta + e_0$, а под нижним $\delta - e_0$. При одинаковых н. с. полюсов это приведет к тому, что индукции под названными полюсами будут различны: B_1 под верхним и B_2 под нижним, причем $B_2 > B_1$.

По этим индукциям, пользуясь известной формулой для подъемной силы электромагнита $P = (B/0{,}5)^2\ S_\delta$ определяют силы P_1 и P_2, притягивающие якорь к верхнему и нижнему полюсам:

$$P_1 = (B_1/0{,}5)^2\ S_\delta;\ P_2 = (B_2/0{,}5)^2\ S_\delta,$$

где $S_\delta = \alpha_\delta \tau l_a$ — площадь подполюсного пространства.

Результирующая магнитная сила, действующая в сторону большей из составляющих, кгс

$$P_0 = P_1 - P_2 = (B_2/0{,}5)^2\ S_\delta - (B_1/0{,}5)^2\ S_\delta,$$

или после преобразований

$$P_0 = \frac{S_\delta}{0{,}5^2}(B_2 - B_1)(B_2 + B_1). \tag{9.11}$$

Н. с. всех полюсов одинаковы, что позволяет написать равенство

$$B_2\ (\delta - e_0) = B_1\ (\delta + e_0) = B_\delta \delta,$$

где B_δ — расчетная индукция в воздушном зазоре машины при его нормальной величине.

Отсюда, поделив равенство на $\delta^2 - e_0^2$, получим

$$\frac{B_2}{\delta + e_0} = \frac{B_1}{\delta^2 - e_0} = \frac{B_\delta\,\delta}{\delta^2 - e_0^2} \approx \frac{B_\delta}{\delta}. \tag{9.12}$$

Последний член формулы (9.12) получен на основании того, что эксцентриситет e_0 по сравнению с воздушным зазором δ очень мал (0,025÷0,035 см). Из формулы (9.12) определяют индукции B_1 и B_2:

$$B_2 = (\delta + e_0)\frac{B_\delta}{\delta};\ B_1 = (\delta - e_0)\frac{B_\delta}{\delta}.$$

Разность этих величин, входящая в (9.11), равна

$$B_2 - B_1 = 2\ e_0 B_\delta/\delta,$$

а сумма, если принять, что $(B_2 + B_1)/2 = B_\delta$, $B_2 + B_1 = 2\ B_\delta$.

Подставив эти значения в (9.11), получим

$$P_0 = 4\left(\frac{B_\delta}{0{,}5}\right)^2 S_\delta \frac{e_0}{S}. \tag{9.13}$$

Для пары полюсов, осевая линия которых расположена под углом $\theta°$ по отношению к линии эксцентриситета, воздушные зазоры равны: $\delta - e_0 \cos\theta$ — для расположения в первом квадранте; $\delta + e_0 \cos\theta$ — для расположения в третьем квадранте.

Магнитная сила $P_{0\theta}$, действующая по оси этой пары полюсов, аналогично (9.13), примет вид

$$P_{0\theta} = 4\left(\frac{B_\delta}{0{,}5}\right)^2 S_\delta \frac{e_0 \cos\theta}{\delta},$$

а ее составляющая, действующая по линии эксцентриситета,

$$P_{0\theta}\cos\theta = 3\left(\frac{B_\delta}{0{,}5}\right)^2 S_\delta \frac{e_0}{\delta}\cos^2\theta.$$

Число таких компонентов, действующих по линии эксцентриситета, равно, очевидно, числу пар полюсов p. Так как оси всех пар полюсов размещены в границах 180° геометрических, то средняя величина

$$|\cos^2\theta|_{ср} = \frac{\left|\int_0^\pi \cos^2\theta d\theta\right.}{\pi} = \frac{\left|\frac{1}{2}\theta + \frac{1}{4}\sin\theta\right|_0^\pi}{\pi} = \frac{\frac{1}{2}\pi}{\pi} = \frac{1}{2},$$

а средняя магнитная сила, действующая по линии эксцентриситета,

$$|P_{0\theta}|_{ср} = 4\left(\frac{B_\delta}{0{,}5}\right)^2 S_\delta \frac{e_0}{\delta}\cdot\frac{1}{2};$$

от всех p пар полюсов

$$P_0 = 2p\left(\frac{B_\delta}{0{,}5}\right)^2 S_\delta \frac{e_0}{\delta}.$$

Так как $S_\delta = \alpha_\delta \tau l_a$, то это выражение примет вид

$$P_0 = \pi\left(\frac{B_\delta}{0{,}5}\right)^2 \alpha_\delta D_a l_a \frac{e_0}{\delta}.$$

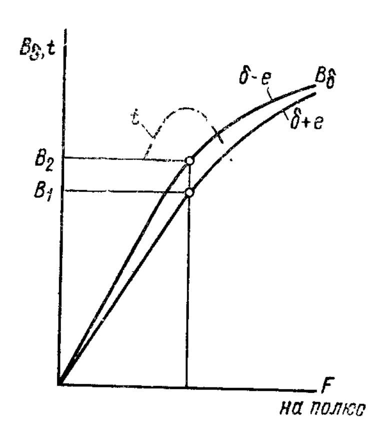


Рис. 9.3

Поделив обе части этого равенства на эксцентриситет e_0, найдем удельную магнитную силу

$$t = \frac{P_0}{e_0} = \pi \left(\frac{B_\delta}{0,5} \right)^2 \alpha_\delta \frac{D_a l_a}{\delta}. \quad (9.14)$$

В области малых н. с. (рис. 9.3), где магнитные характеристики прямолинейны, увеличение F приводит к увеличению разницы в значениях индукций, например, B_2 и B_1, а следовательно, и к увеличению магнитной силы одностороннего магнитного притяжения. Отклонение кривых $B_\delta(F)$ от прямой линии (начиная примерно со значений индукций $0,6 \div 0,7$ Т) приводит к уменьшению упомянутой разницы, а следовательно, и к уменьшению значения удельной магнитной силы t.

Таким образом, устанавливая максимально возможную удельную магнитную силу t_{max}, в выражение (9.14) следует подставить значение $B_\delta = 0,6 \div 0,7$ Т. Полюсное перекрытие обычно равно $\alpha_\delta = 0,65 \div 0.67$.

Подставив указанные значения B_δ и α_δ в формулу (9.14), получим удельную магнитную силу, кгс/см

$$t_{max} = (3 \div 4)\ D_a l_a / \delta.$$

По результирующему эксцентриситету якоря e (см. ниже) определяют магнитную силу, кгс

$$T = t_{max}\ e. \quad (9.15)$$

§ 33.2. Поверочный расчет вала

Расчет вала на жесткость. Поверочный расчет вала целесообразно начинать с расчета на жесткость, т. е. с установления стрелы прогиба вала, так как от нее зависит сила одностороннего магнитного притяжения T, которую необходимо знать для дальнейшего расчета вала на прочность. Для определения прогиба вала применяют как графические, так и аналитические методы.

Графический метод состоит в построении упругой линии вала, которая дает прогиб вала в любой его точке. Этот метод достаточно нагляден, но требует большой затраты времени. На практике почти всегда бывает достаточно знать прогиб вала в одной его точке. Наиболее легко это выполняют аналитическим методом, который занимает и значительно меньше времени, и исключает возможные ошибки, свойственные неточностям графического способа.

Ниже изложен метод, нашедший широкое применение в тяговом электромашиностроении [101]. Упрощенная схема нагрузки вала представлена на рис. 9.1 и 9.4. Применительно к ней результирующий

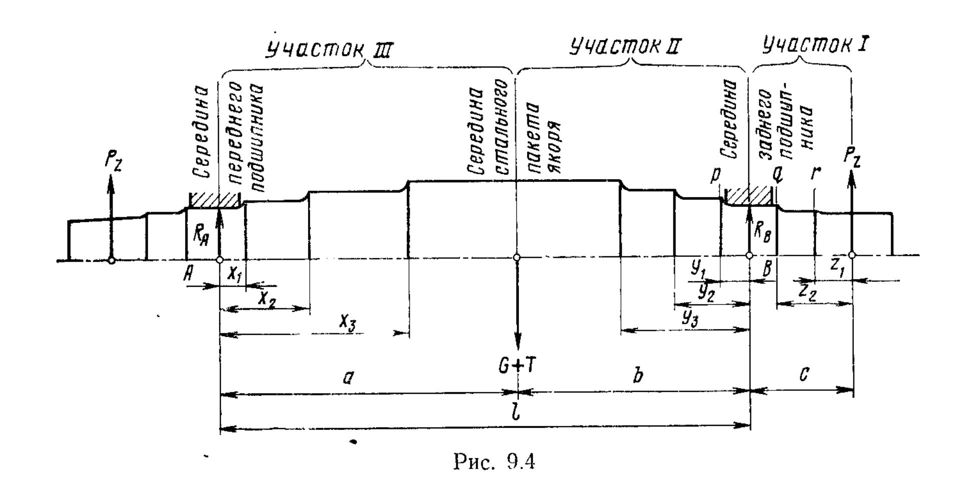


Рис. 9.4

прогиб вала находят простым сложением соответствующих прогибов от сил G, T и P_z. Рассмотрим наиболее тяжелый случай, когда силы G и T действуют в одном направлении, а P_z — в другом. Строго говоря, это не точно, так как силы G и T дают стрелу в одном месте, а P_z — в другом, однако погрешность, возникающая при этом, не более 2%, что практически вполне приемлемо.

Обозначим:

e_0 — предварительный эксцентриситет, вызываемый радиальным зазором в подшипниках и допусками при обработке горловин остова, подшипниковых щитов в части мест под посадку колец подшипников, посадочной поверхности в горловины и т. п.;

f — результирующий прогиб вала;

f_G; f_T; f_{P_z} — соответственно прогибы от сил G, T и P_z;

e — результирующий эксцентриситет якоря.

Затруднение в расчете возникает в связи с тем, что результирующий прогиб зависит, в частности, от магнитной силы T, которая им определяется. Для решения задачи поступают следующим образом. Представим силу T как сумму двух сил: $T_0 = te_0$ — магнитной силы от наличия предварительного эксцентриситета e_0; $T_f = tf$ — магнитной силы, возникающей от прогиба вала f.

Обозначим f_{T_0} и f_{T_f} — соответственно прогибы от магнитных сил T_0 и T_f.

Тогда результирующий эксцентриситет

$$e = e_0 + f = e_0 + f_G + f_{P_z} + f_{T_0} + f_{T_f}. \quad (9.16)$$

Прогибы f_G, f_{P_z} и f_{T_0} имеют то характерное общее, что не зависят от наличия прогиба вала. Обозначим сумму этих прогибов

$$f_0 = f_G + f_{P_z} + f_{T_0}. \quad (9.17)$$

Введем понятие о прогибах от единичных сил:

φ_1 — прогиб вала в его середине от силы в 1 кгс, приложенной к середине стального пакета якоря;

φ_2 — прогиб вала в его середине от силы в 1 кгс, приложенной к середине малого зубчатого колеса.

Выражение (9.17) можно теперь представить в виде

$$f_0 = \varphi_1 G + \varphi_1 T_0 + \varphi_2 P_z,$$

или

$$f_0 = (G + T_0)\ \varphi_1 + \varphi_2 P_z. \qquad (9.18)$$

Что касается прогиба f_{T_f}, вызванного магнитной силой T_f, обязанной своим появлением прогибу f, то его можно выразить так

$$f_{T_f} = \varphi_1 T_f,$$

однако $T_f = tf$, поэтому

$$f_{T_f} = \varphi_1 tf. \qquad (9.19)$$

Результирующая стрела прогиба f с учетом (9.18) и (9.19)

$$f = \varphi_1 (G + T_0) + \varphi_2 P_z + \varphi_1 ft,$$

откуда

$$f = \frac{\varphi_1 (G + T_0) + \varphi_2 P_z}{1 - t\varphi_1}. \qquad (9.20)$$

Напомним, что здесь P_z — реакция, действующая на одном конце вала, поэтому для общности формулы (9.20) представим ее в виде

$$f = \frac{\varphi_1 (G + T_0) + \kappa\varphi_2 P_z}{1 - t\varphi_1}, \qquad (9.21)$$

где $\kappa = 1$ — при односторонней передаче;

$\kappa = 2$ — при двусторонней передаче; $\kappa = 0$ — при передаче момента через муфту.

Что касается величин φ_1 и φ_2, то, как известно, из теории упругости [102]:

$$\varphi_1 = (3\ l^2 b - 4\ b^3)/60\ EI,\quad \varphi_2 = l^2 c/16\ EI.$$

Здесь $E = 2{,}1 \cdot 10^6$ — модуль упругости материала вала, кгс/см²;

$I = \frac{\pi}{64} d^4 \kappa'$ — момент инерции сечения вала под серединой стального пакета, см⁴;

$\kappa' = 1{,}4$ — для валов с втулкой;

$\kappa' = 1{,}25$ — для валов без втулки;

b, c и l — по рис. 9.4.

В данном способе расчета вала нагрузку принимают сосредоточенной и числовой сомножитель в выражении для φ_1 должен быть равным 48. На самом деле нагрузка является в определенной мере распределенной и пользование коэффициентом 48 приводит к неоправданно завышенным сечениям вала. В связи с этим А. Б. Иоффе [15] рекомендует вводить в данную формулу сомножитель 60 как нечто среднее между

этой величиной при сосредоточенной (48) и распределенной (77) нагрузках.

Результирующий эксцентриситет $e = e_0 + f$.

Относительный эксцентриситет, выраженный в долях воздушного зазора δ под главными полюсами,

$$\varepsilon = e/\delta. \qquad (9.22)$$

Для машин, у которых $\delta > 1{,}5$ мм, рекомендуется принимать $\varepsilon < 0{,}25$. При $\delta < 1$ мм (в асинхронных двигателях) $\varepsilon \leqslant 0{,}5$.

Знание результирующего эксцентриситета e позволяет определить и силу одностороннего магнитного притяжения

$$T = et. \qquad (9.23)$$

Расчет вала на прочность. Расчет на прочность заключается в определении напряжений в отдельных сечениях вала и сравнении их с допускаемыми. Расчет выполняют применительно к схеме рис. 9.4 с учетом действия вращающего и изгибающих моментов при максимальной нагрузке двигателя. Реакции опор при односторонней передаче:

$$\left.\begin{aligned} R_A &= \frac{(G+I)\,b}{l} + P_z\frac{c}{l};\\ R_B &= \frac{(G+I)\,a}{l} - P_z\frac{c}{l}; \end{aligned}\right\} \qquad (9.24)$$

при двусторонней передаче:

$$\left.\begin{aligned} R_A &= (G+T)\frac{b}{l} + P_z\frac{c}{l} - P_z\frac{l+c}{c} = (C+T)\ \frac{b}{l} - P_z;\\ R_B &= (C+T)\frac{a}{l} + P_z\frac{c}{l} - P_z\frac{l+c}{c} = (G+T)\ \frac{a}{l} - P_z. \end{aligned}\right\} \qquad (9.25)$$

Разбив вал по длине на три участка I, II и III, определяем изгибающие моменты, действующие на них.

При односторонней передаче для всех секций участков I, II и III

$$M_{\text{изг}\,I} = P_z z; \qquad (9.26)$$

$$M_{\text{изг}\,II} = P_z c + R_B y; \qquad (9.27)$$

$$M_{\text{изг}\,III} = R_A x; \qquad (9.28)$$

аналогично при двусторонней передаче:

$$M_{\text{изг}\,I} = P_z z; \qquad (9.29)$$

$$M_{\text{изг}\,II} = P_z c + R_B y; \qquad (9.30)$$

$$M_{\text{изг}\,III} = P_z c + R_A x. \qquad (9.31)$$

При расчете вала на прочность выявляют напряжения во всех сечениях, находящихся в местах перехода от одного диаметра к другому. Эти места вала опасны наличием концентрации напряжения. Из эпюр моментов рис. 9.1 ясно, что во всех сечениях вала между краем пакета стали якоря и средними линиями зубчатых колес действует один и тот

же вращающий момент $M_{вр}$, определяемый по формуле (9.10). При односторонней передаче им нагружена лишь часть вала со стороны заднего (со стороны редуктора) подшипника.

Чаще всего наибольшие напряжения возникают в сечениях вала p, q и r, т. е. близких к заднему подшипнику при односторонней передаче и к подшипникам обеих сторон — при двусторонней. Вероятность возникновения максимальных напряжений именно в этих сечениях, а не в средней части вала объясняют тем, что изгибающие моменты в сечениях вала ближе к середине пакета якоря увеличиваются не в столь значительный мере, как момент сопротивления от бо́льших диаметров вала в этой зоне.

Статическое напряжение в каждом из рассчитываемых сечений

$$\sigma_{ст} = \sqrt{M_{вр}^2 + M_{изг}^2}/W, \qquad (9.32)$$

где момент сопротивления при диаметре d рассчитываемого сечения вала

$$W = \pi d^3/32 \approx 0{,}1\ d^3. \qquad (9.33)$$

Расчетное напряжение с учетом концентрации напряжения и динамических воздействий больше статического.

Коэффициент концентрации напряжения $\kappa_к$ находят по кривым рис. 9.5 в зависимости от соотношений r/d и D/d, где r — радиус выкружки галтели; d и D — см. рис. 9.5. Назначая переходы вала и радиус r, которым они будут выполнены, по кривым рис. 9.5 следят, чтобы коэффициент концентрации был около 1,8.

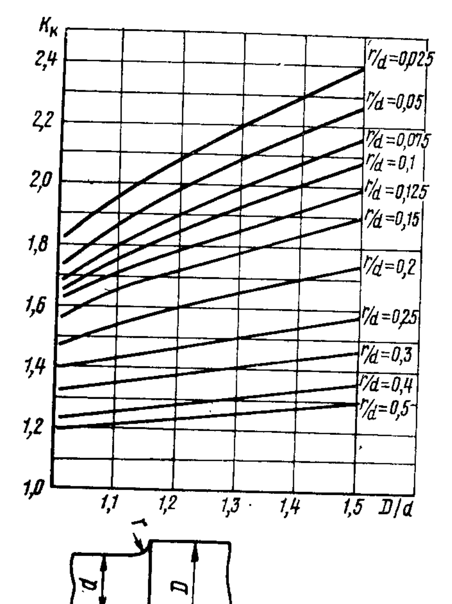


Рис. 9.5

Увеличение напряжения от динамических воздействий учитывают коэффициентом $\kappa_д$, который при двигателях опорно-рамного исполнения можно принимать равным $\kappa_д \approx 1{,}4$, а для опорно-осевых двигателей оценивать по формуле [15]

$$\kappa_д = 1 + 0{,}1\ \frac{n}{60}\ \pi d_z \cdot 10^{-3}, \qquad (9.34)$$

где n — частота вращения при максимальном вращающем моменте, об/мин;

d_z — диаметр делительной окружности малого зубчатого колеса, мм.

С учетом указанного расчетное напряжение

$$\sigma = \sigma_{ст}\ \frac{1+\kappa_к}{2}\ \kappa_д. \qquad (9.35)$$

Эта величина должна быть меньше предела выносливости материала с запасом не менее чем в 1,5 раза. Так как предел выносливости для углеродистой стали 45 с термообработкой равен 28 кгс/мм², а для легированной типа 20ХН3А — 33 кгс/мм², допустимое напряжение должно быть:

для стали марки 45 $\sigma \leqslant 18{,}5$ кгс/мм²;

для стали марки 20ХН3А $\sigma \leqslant 22{,}0$ кгс/мм².

Как отмечалось выше, при двусторонней прямозубой передаче возможно неравномерное распределение вращающего момента по отдельным концам двигателя, в этом случае допускаемое напряжение рекомендовано снижать против приведенных цифр на 15—20%.

Расчет вала на критическую частоту вращения. Неизбежное эксцентричное расположение центра тяжести якоря относительно оси вращения, вызванное наличием как предварительного эксцентриситета e_0, так и прогиба вала f, приводит к появлению центробежной силы (ц. б. с.)

$$C = \frac{G}{g}\ \omega^2 (e_0 + f), \qquad (9.36)$$

где G — вес якоря;

$g = 981$ см/с² — ускорение силы тяжести;

ω — угловая частота вращения.

Эта ц. б. с., увеличивая расстояние между осью вращения и центром тяжести, приводит к пропорциональному увеличению упругого противодействия со стороны вала, но в то же время к еще большему прогибу вала f.

Возникающие упругие силы равны

$$Kf, \qquad (9.37)$$

где K — жесткость вала, т. е. сила на 1 см прогиба.

Так как ц. б. с. ((9.36) уравновешивается силами упругости (9.37), получим

$$\frac{G}{g}\ \omega^2 (e_0 + f) = Kf,$$

или

$$\frac{G}{g}\ \omega^2 e_0 + \frac{G}{g}\ \omega^2 f - Kf = 0,$$

т. е.

$$f\left(K - \frac{G}{g}\ \omega^2\right) = \frac{G}{g}\ \omega^2 e_0,$$

откуда

$$f = \frac{\frac{G}{g}\ \omega^2 e_0}{K - \frac{G}{g}\ \omega^2} = \frac{e_0}{\frac{Kg}{G\omega^2} - 1}.$$

Если в последнем выражении положить

$$Kg/G\omega^2 = 1, \tag{9.38}$$

то стрела прогиба $f = \infty$, а это означает, что вал будет сломан.

Заменив в выражении (9.38) $\omega = \pi n/30$, $g = 981$ см/с² и $K = G/f$, после преобразования получим

$$n_к = 300/\sqrt{f}. \tag{9.39}$$

Эту частоту вращения называют *критической.* Здесь f — в см; $n_к$ — в об/мин.

Критическая частота находится в области очень малых нагрузок двигателя, когда он работает с малыми током и вращающим моментом. Это означает, что здесь мала как сила P_z от передаваемого момента, так и магнитная сила T, так как незначительность токов обусловливает и малые индукции в воздушном зазоре машины.

Пренебрегая названными силами, стрелу прогиба f в выражении (9.39) можно определять по формуле (9.21), положив в ней $P_z = 0$ $T_0 = 0$, т. е.

$$f = \varphi_1 G/(1 - \varphi_1 t). \tag{9.40}$$

Этой критической частоты двигатель не должен достигать ни при каких режимах работы. Если учесть, что тяговый двигатель испытывают на частоту $n_{исп} = 1{,}25\ n_{max}$ и предусмотреть коэффициент запаса $к_з = 1{,}25$, то определенная по (9.39) критическая частота $n_к \geqslant 1{,}5\ n_{max}$.

Глава 34

РАСЧЕТ ЯКОРНОЙ ВТУЛКИ И ПОСАДКИ ЕЕ НА ВАЛ

§ 34.1. Проверка прочности втулки

Расчет преследует решение трех задач: проверку прочности тела втулки, определение силы ее запрессовки и установление того факта, что под воздействием тангенциальных сил, действующих на якорь, втулка на валу не провернется.

Втулка якоря является полым цилиндром с переменной по его длине толщиной стенок, подвержена действию внутренних давлений, зачастую распределенных по ее длине неравномерно, и точный расчет этого узла — задача весьма сложная. Поэтому довольствуются приближенным ее решением, представляя втулку разрезанной по поперечным сечениям, отделяющим одну посадку от другой, и рассчитывая каждый из полученных участков в отдельности. Эти участки рассматривают как толстостенный цилиндр с неизменной толщиной стенок, на которые действует внутреннее равномерно распределенное давление.

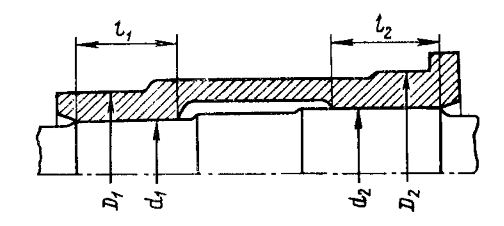


Рис. 9.6

Расчетные формулы устанавливают следующим образом. Обозначим (рис. 9.6): d_i — диаметр вала; D_i — внешний диаметр втулки. Пусть в ненапряженном состоянии (до посадки) диаметр вала превышает внутренний диаметр втулки на величину Δ, тогда после посадки втулки на вал получится соединение с абсолютным натягом Δ. При этом произойдет уменьшение диаметра вала на Δ' и увеличение внутреннего диаметра втулки на Δ'', причем

$$\Delta' + \Delta'' = \Delta. \tag{9.41}$$

Поделив обе части этого равенства на d, получим

$$\frac{\Delta'}{d} + \frac{\Delta''}{d} = \frac{\Delta}{d} = \delta, \tag{9.42}$$

где δ — относительный натяг.

Определим давление p, возникающее на поверхности соприкосновения втулки с валом и обусловленное упругими деформациями вала Δ' и втулки Δ''. Согласно теории толстостенных цилиндров, излагаемой в курсах сопротивления материалов, связь между названными величинами устанавливают формулы:

$$\frac{\Delta'}{d} = \frac{1-\mu}{E}\, p; \tag{9.43}$$

$$\frac{\Delta''}{d} = \frac{\dfrac{D^2+d^2}{D^2-d^2} + \mu_1}{E_1}\, p, \tag{9.44}$$

где E и μ — модуль упругости и коэффициент Пуассона материала вала;

E' и μ' — то же материала втулки.

Подставив значения (9.43) и (9.44) в (9.42), получим

$$\frac{1-\mu}{E}\, p + \frac{\dfrac{D^2+d^2}{D^2-d^2} + \mu_1}{E_1}\, p = \delta.$$

Отсюда, обозначив $\alpha = D/d$, найдем выражение для давления

$$p = \frac{E}{\left(1 - \mu + \mu_1 \dfrac{E}{E_1}\right) + \dfrac{E}{E_1} \cdot \dfrac{\alpha^2+1}{\alpha^2-1}}\, \delta. \tag{9.45}$$

На основании используемой теории толстостенных цилиндров максимальное напряжение, растягивающее втулку, равно

$$\sigma_{max} = \frac{\alpha^2+1}{\alpha^2-1}\, p, \tag{9.46}$$

или с учетом значения p по формуле (9.45)

$$\sigma_{max} = \frac{E}{\left(1-\mu+\mu_1 \frac{E}{E_1}\right) \frac{\alpha^2-1}{\alpha^2+1} + \frac{E}{E_1}} \delta. \qquad (9.47)$$

Если материал вала и втулки одинаков, то $E_1 = E$ и $\mu_1 = \mu$, а (9.45) и (9.47) примут вид:

$$p = \frac{\alpha^2-1}{2\alpha^2} E\delta; \qquad (9.45')$$

$$\sigma_{max} = \frac{\alpha^2+1}{2\alpha^2} E\delta. \qquad (9.47')$$

Если, что обычно в тяговых двигателях, материал как вала, так и втулки — сталь, модуль упругости которой $E = 2{,}1 \cdot 10^6$ кгс/см², из (9.45′) и (9.47′) после преобразования получим:

$$p = 1{,}05 \cdot 10^6 \left(1 - \frac{1}{\alpha^2}\right) \delta \text{ кгс/см}^2; \qquad (9.48)$$

$$\sigma_{max} = 1{,}05 \cdot 10^6 \left(1 + \frac{1}{\alpha^2}\right) \delta \text{ кгс/см}^2. \qquad (9.49)$$

Значения абсолютного натяга Δ_{max} и Δ_{min} выбирают в зависимости от диаметра d по таблице для прессовых посадок [103], выдержки из которой для наиболее часто встречающихся значений d в тяговом машиностроении приведены в табл. 9.1. (Имеется в виду средняя прессовая посадка [Пр. 2_1].)

Таблица 9.1

d, мм	50—65	66—80	81—100	101—120	121—140	141—160	161—180
Δ_{max}	0,066	0,072	0,086	0,044	0,110	0,118	0,126
Δ_{min}	0,035	0,041	0,050	0,058	0,068	0,075	0,084

Примечание. Δ_{max} соответствует верхнему отклонению диаметра вала и нижнему отклонению размера отверстия втулки; Δ_{min} — наоборот.

Проверку напряжения в материале втулки делают применительно к максимальному абсолютному натягу Δ_{max} и соответствующему значению относительного натяга δ, хотя на практике сочетание валов и втулок с предельными отклонениями можно получить лишь в редких случаях.

Для отливок из углеродистой стали марки 25Л, из которой выполняют втулки якорей тяговых двигателей: предел прочности 4500 кгс/см²; предел текучести 2400 кгс/см²; относительное удлинение 19%.

Напряжение в материале втулки, рассчитанное по (9.49), не должно превышать 2000 кгс/см². Возможность оперирования со столь высоким допустимым напряжением объясняют тем, что максимальные напряжения возникают у внутренней поверхности втулки и сильно убывают при переходе к ее внешней поверхности. Кроме того, некоторое перенапряжение волокон металла у внутренней поверхности приводит к увеличению внутреннего диаметра втулки за счет остаточных деформаций, что уменьшает фактический натяг, а следовательно, и напряжения материала втулки.

§ 34.2. Определение силы запрессовки втулки на вал и проверка ее на проворачивание

Сила, с которой втулку напрессовывают на вал, определяют как по максимальному натягу δ и давлению на щетку p, так и по минимальному значению этих величин, поскольку по этим данным контролируют напрессовку.

Сила запрессовки P, необходимая для преодоления сил трения, возникающих между посадочными поверхностями сопрягаемых деталей, при площади S, давлении p и коэффициенте трения f, равна (в кгс):

$$P_{max} = f p_{max} S; \qquad (9.50)$$

$$P_{min} = f p_{min} S, \qquad (9.51)$$

где $S = \pi d l$ (см. рис. 9.6);

$f = 0{,}15$ (при запрессовке стальной втулки по валу).

Если посадку проводят по двум диаметрам (см. рис. 9.6), то в формулах (9.50) и (9.51)

$$S = S_1 + S_2, \qquad (9.52)$$

где S_1 и S_2 — посадочные поверхности отдельных участков.

При проверке напрессованной втулки на проворачивание максимальный вращающий момент, реализуемый тяговым двигателем $M_{вр\,max}$, определяют по (9.10), полагая $\kappa = 1$. Этому моменту должен противостоять момент от сил трения, действующих между втулкой и валом даже при посадке с минимальным натягом, т. е. с минимальным давлением на щетку p_{min}. Момент сопротивления проворачиванию, кгс.м

$$M_{пров} = p_{min} S f' d/2, \qquad (9.53)$$

где $f' = 0{,}2$ — коэффициент трения при сдвиге.

Величина $\kappa_{пров} = M_{пров}/M_{вр\,max}$ характеризует надежность запрессовки против проворачивания и может быть названа коэффициентом безопасности проворачивания.

Обычно $\kappa_{пров} \geqslant 2{,}5 \div 3{,}0$.

Глава 35

РАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРА

§ 35.1. Предварительные замечания о коллекторах со стальным корпусом

Коллекторы могут быть выполнены как со стальным, так и с пластмассовым корпусом.

Коллекторы на пластмассе, появившиеся сравнительно недавно, в тяговом машиностроении применения не нашли. Попытки изготавливать коллекторы на пластмассе удовлетворительных результатов не принесли и от них отказались. В связи с этим ниже рассмотрен расчет коллекторов только со стальным корпусом.

Работа по проектированию коллектора состоит из двух этапов: прежде всего на основании положений, выработанных расчетной практикой, намечают предварительный эскиз коллектора с ориентировочными размерами его элементов, а затем делают поверочный прочностной расчет. В случае необходимости в чертеж вносят соответствующие коррективы. Такой же порядок принят и в приведенном ниже расчете коллектора со стальным корпусом.

В связи со стесненными габаритами в тяговых двигателях коллекторы выполняют только арочного типа; их принципиальная конструкция

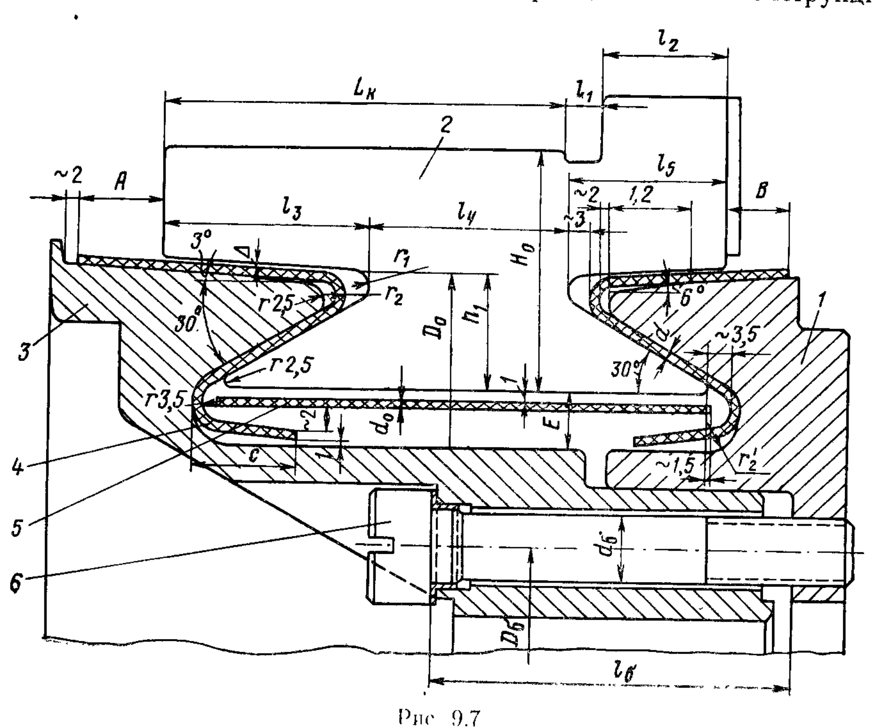


Рис. 9.7

показана на рис. 9.7. Основные детали таких коллекторов следующие: клиновидные медные коллекторные пластины *2*, изолированные друг от друга миканитовыми прокладками толщиной от 0,8 до 1,5 мм; стальной корпус коллектора (коллекторная втулка) *1*; стальной нажимной конус (нажимная шайба) *3*.

Между коллекторными пластинами, собранными в кольцо, и корпусом с одной стороны и между коллекторными пластинами и конусом с другой помещают специальные миканитовые манжеты *4*. Ласточкины хвосты коллекторных пластин зажимают конусами нажимной шайбы и корпуса коллектора, а специальные коллекторные болты *6*, стягивая корпус и конус, скрепляют все детали коллектора и держат их в напряженном состоянии.

Стягивающее усилие должно быть таким, чтобы при испытательной частоте вращения вала машины, когда центробежные силы коллекторных пластин максимальны, удельное давление между пластинами оставалось достаточно большим. Как установлено длительным опытом и практикой эксплуатации построенных машин, для высокоскоростных электрических машин рекомендуемое удельное давление равно

$$p_0 = 200 + 3{,}5\ v_{к.исп}, \tag{9.54}$$

где $v_{к.исп}$ — окружная скорость коллектора, соответствующая испытательной частоте вращения, м/с.

При изготовлении коллектора конус напрессовывают на корпус и в запрессованном состоянии стягивают болтами. Изложенный ниже метод расчета составлен по материалам, разработанным в [15, 40].

§ 35.2. Расчет коллектора со стальным корпусом

Конструктивные размеры элементов коллектора. При конструировании машины необходимо предварительно наметить вчерне и вычертить ориентировочную конструкцию коллектора (см. рис. 9.7). Толщину миканитовых манжет *4* коллектора и изоляционного цилиндра *5*, длины выступающих частей манжет, изоляционные промежутки и другие размеры следует принимать по табл. 9.2.

Диаметр коллектора $D_к$ обычно составляет 0,80—0,85 от диаметра якоря D_a. В последнее время для снижения окружных скоростей при использовании приварных петушков это соотношение понижают до $D_к = (0{,}75 \div 0{,}8)\ D_a$.

Длину рабочей части коллектора определяют по числу щеток и конструкции щеткодержателя. Обычно (см. § 8.2)

$$L_к \approx m_щ l_щ + 3\ (m_щ - 1) + 8\ мм,$$

где $l_щ$ — длина щетки, мм;

$m_щ$ — число щеток по длине коллектора.

Высоту коллекторной пластины предварительно ориентировочно принимают равной

$$H_0 \approx \sqrt{D_к}. \tag{9.55}$$

Таблица 9.2

Линейное напряжение, В	Диаметр, мм	Толщина, мм: миканитовых манжет	Толщина, мм: миканитового цилиндра	Размеры (см. рис. 9.7), мм: A	B	C	E	r_1	r_2	Δ	r'_2
До 150	До 200 201—300 301—400	1,0 1,2 1,5	0,75	5—10	5	0	4,0 4,0 4,0	2,0 2,0 2,5	3,0 3,2 3,5	0,50 0,50 0,75	3,5 3,5 4,0
151—500	До 200 201—300 301—400	1,0 1,2 1,5	0,75	18	15	12	6,0 6,0 7,0	2,0 2,0 2,5	3,0 3,2 3,5	0,50 0,50 0,75	3,0 5,0 5,5
501—700	До 200 201—300 301—400	1,2 1,5 2	1,0	25	20	12	6,0 6,5 7,5	2,0 2,5 3,0	3,2 3,5 4,0	0,50 0,75 1,00	5,0 5,5 6,0
701—1200	До 200 201—400 Свыше 400	1,5 2 3×0,8	1,25	32	25	16	6,5 7,0 8,0	2,5 3,0 3,5	3,5 4,0 4,4	0,75 0,75 1,00	5,5 6,0 6,5
1201—2000	До 200 201—400 Свыше 400	2 2,5 3×1,0	1,5	45	35	22	7,5 8,0 8,5	3,0 3,5 4,0	4,0 4,5 5,0	0,75 1,00 1,00	6,0 6,5 7,0
2001—3000	До 200 201—400 Свыше 400	2,5 3 3×1,2	1,5 1,5 2,0	60	50	28	8,5 9,0 10,0	3,5 4,0 4,5	4,5 5,0 5,6	1,00 1,00 1,00	6,5 7,0 7,5

Высота ласточкина хвоста приблизительно равна

$$h_1 = (0,5 \div 0,55)\, H_0. \tag{9.56}$$

Размеры l_3, l_4 и l_5 предварительно могут быть приняты равными:

$$\left.\begin{aligned} l_3 &= (1,3 \div 1,9)\, h_1; \\ l_4 &\geqslant 1,1\, h_1; \\ l_5 &= (1,1 \div 1,8)\, h_1. \end{aligned}\right\} \tag{9.57}$$

Отношение длины коллектора L_0 к длине ласточкина хвоста l (рис. 9.8, *а*) не должно превышать величины $L_0/l \leqslant 1,3$. Ширину канавки у петушка l_1, нужную для выхода шлифовального круга и фрезы при продорожке изоляции, берут равной 8—10 мм. Ширину петушка коллектора определяют по допустимой плотности тока в контакте проводника со щечками шлица пластины

$$l_2 = i_a/(2\, h_{пр} j_к), \tag{9.58}$$

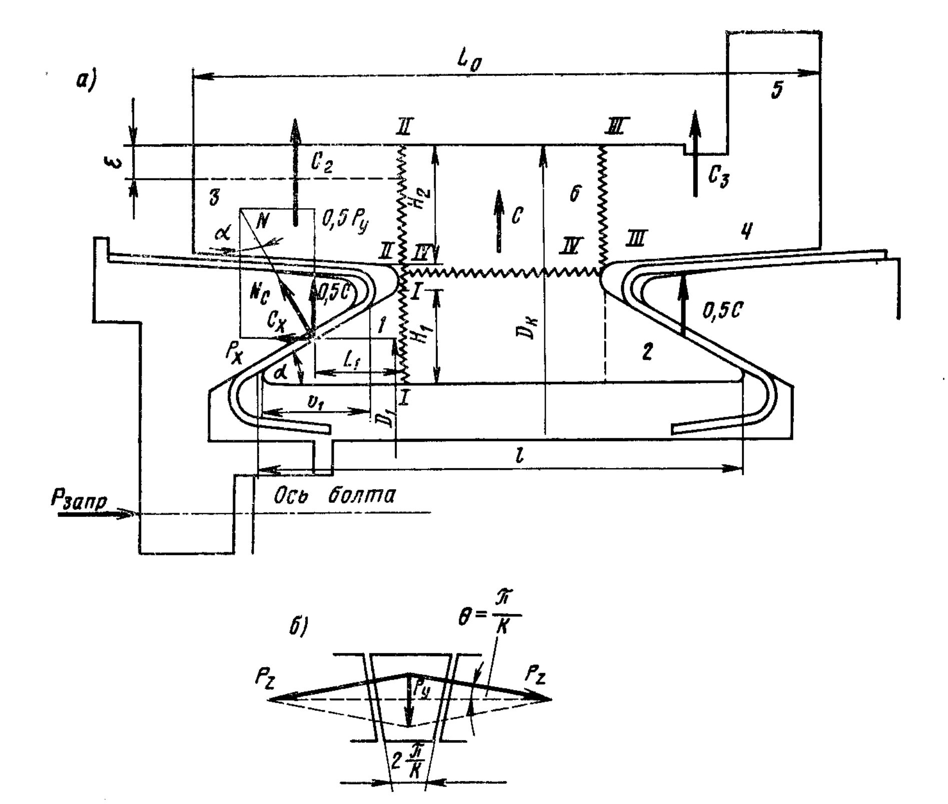


Рис. 9.8

где i_a — ток в параллельной цепи обмотки якоря, А; $h_{пр}$ — высота эффективного проводника обмотки якоря, мм; $j_к \approx 0,25$ — допускаемая плотность тока в контакте, А/мм².

Определение действующих сил и напряжений в элементах коллектора при запрессовке. *Сила запрессовки коллектора.* Ее прилагают к нажимному конусу (шайбе) коллектора по оси болтов (см. рис. 9.8). Если приложить к серединам опорных поверхностей ласточкина хвоста равные и противоположные силы P_x, одна из этих сил совместно с исходной силой запрессовки $P_{запр}$ создаст момент, стремящийся вывернуть нажимные конусы шайбы и корпуса коллектора, а другая даст аксиальную силу спрессовки кольца коллекторных пластин.

В результате действия аксиальной силы спрессовки P_x на миканитовые манжеты и опорную поверхность ласточкина хвоста пластин создается нормальное давление N (см. рис. 9.8, *а*), которое может быть разложено на две составляющие: аксиальную P_x и радиальную $0,5\, P_y$, причем

$$0,5\ P_y = P_x\ \mathrm{ctg}\ \alpha. \tag{9.59}$$

Составляющие P_y приложены к двум ласточкиным хвостам, т. е. на один хвост приходится 0,5 P_y. Силы P_y, приложенные к каждой коллекторной пластине, заставляют их перемещаться к центру коллектора, осуществляя, таким образом, защемление их в круговую арку. Как видно из рис. 9.8,*б*, радиальная сила P_y в свою очередь может быть разложена на две тангенциальные силы P_z, создающие давление между боковыми поверхностями пластин. Это давление создает плотную спрессовку медных и миканитовых пластин между собой, что и приводит к образованию монолитного коллекторного кольца.

Силы, возникающие в частях коллекторного кольца при спрессовке его между втулкой и нажимной шайбой, называют силами арочного распора. Из рис. 9.8, *б* следует соотношение

$$P_y = 2\ P_z \sin\theta,$$

где $\theta = 2\pi/2K = \pi/K$ — половинный угол коллекторной пластины.

Ввиду малого угла θ его синус можно заменить значением самого угла, тогда

$$P_y = 2\ P_z\pi/K.$$

Выразим аксиальную силу спрессовки P_x через давление между пластинами p_0. Очевидно, что

$$P_z = p_0 F,$$

где p_0 — давление между пластинами, кгс/см²;

F — одна боковая площадь пластины, см².

Площадь F равна сумме площадей отдельных участков элементов, на которые разбивают сравнительно сложную форму пластины (см. рис. 9.8, *а*)

$$F = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 + F_5 + F_6.$$

Следовательно,

$$P_y = 2\ p_0 F\pi/K, \tag{9.60}$$

а с учетом формулы (9.59)

$$P_x = 0{,}5\ P_y \operatorname{tg}\alpha = p_0 F \frac{\pi}{K} \operatorname{tg}\alpha. \tag{9.61}$$

Просуммировав аксиальные силы спрессовки отдельных пластин для всего коллектора, т. е. для K пластин, получим

$$\Sigma P_x = K P_x = \pi p_0 F \operatorname{tg}\alpha. \tag{9.62}$$

При запрессовке ласточкины хвосты коллекторных пластин перемещаются к центру и их опорные поверхности скользят по миканитовым манжетам. В результате этого развивается некоторая сила трения, для компенсации которой необходимо определенное увеличение силы запрессовки. Обозначая коэффициент трения через φ, находим, что сила трения

$$P_\varphi = N\varphi = \frac{P_x}{\sin\alpha}\varphi.$$

Аксиальная составляющая силы трения

$$P_{\varphi(x)} = P_\varphi \cos\alpha = \frac{P_x}{\sin\alpha}\varphi\cos\alpha = P_x \frac{\varphi}{\operatorname{tg}\alpha}.$$

Таким образом, сила запрессовки, приложенная ко всему коллектору,

$$P_{\text{запр}} = \sum P_x + \sum P_{\varphi(x)} = \sum P_x + \sum P_x \frac{\varphi}{\operatorname{tg}\alpha} =$$

$$= \sum P_x \left(1 + \frac{\varphi}{\operatorname{tg}\alpha}\right), \tag{9.63}$$

или с учетом формулы (9.62)

$$P_{\text{запр}} = \pi p_0 F \operatorname{tg}\alpha \left(1 + \frac{\varphi}{\operatorname{tg}\alpha}\right). \tag{9.64}$$

Угол трения между медью и миканитовой манжетой может быть принят [102] равным 8°. При этом коэффициент трения $\varphi = \operatorname{tg} 8 \approx 0{,}141$. Обычно $\alpha = 30°$, поэтому $\operatorname{tg}\alpha = 0{,}578$ и выражения (9.63) и (9.64) примут вид:

$$P_{\text{запр}} = 1{,}242\ \Sigma P_x; \tag{9.63'}$$

$$P_{\text{запр}} = 2{,}26\ p_0 F. \tag{9.64'}$$

Давление на манжету. Это давление $p_{\text{ман}}$, кгс/см², от силы запрессовки равно нормальному давлению N на ласточкин хвост, поделенному на опорную поверхность этого хвоста. Нормальное давление (см. рис. 9.8, *а*)

$$N = P_x/\sin\alpha,$$

а поверхность

$$\frac{\pi D_1}{K} \cdot \frac{v_1}{\cos\alpha},$$

где D_1 — средний диаметр опорной поверхности ласточкина хвоста, см;

v_1 — горизонтальная проекция опорной поверхности миканитовой манжеты, см.

Следовательно,

$$p_{\text{ман}} = P_x K/(\pi D_1 v_1 \operatorname{tg}\alpha).$$

Однако по (9.63′)

$$P_x = P_{\text{запр}}/(1{,}242K),$$

поэтому

$$p_{\text{ман}} = \frac{P_{\text{запр}}}{\pi D_1 v_1 \operatorname{tg}\alpha \cdot 1{,}242} = \frac{P_{\text{запр}}}{1{,}242\pi \cdot 0{,}578 D_1 v_1} = \frac{P_{\text{запр}}}{2{,}26 D_1 v_1}. \tag{9.65}$$

Эта величина не должна превышать 600—650 кгс/см².

Напряжения в ласточкиных хвостах от силы запрессовки (кгс/см²). С целью упрощения ласточкины хвосты коллектора рассчитывают

как балку, заделанную одним концом в сечении I — I (см. рис. 9.8, *а*). Напряжение на изгиб в ласточкином хвосте с достаточной точностью можно определить по изгибающему моменту, создаваемому радиальной составляющей нормального давления относительно сечения I — I и равному 0,5 $P_y L_1$. Момент сопротивления сечения пластины, см³

$$W = H_1^2 t_1/6.$$

Следовательно, напряжение, кгс/см²

$$\sigma = \frac{0{,}5 P_y L_1}{\frac{H_1^2 t_1}{6}} = \frac{3 P_y L_1}{H_1^2 t_1}.$$

Так как

$$0{,}5\ P_y = P_x/\mathrm{tg}\ \alpha \text{ и } P_x = P_{\text{запр}}/(1{,}242\ K),$$

величина

$$\sigma = \frac{6 P_{\text{запр}} L_1}{1{,}242 K\ \mathrm{tg}\ \alpha \cdot H_1^2 t_1} = \frac{6 P_{\text{запр}} L_1}{1{,}242 \cdot 0{,}578 K H_1^2 t_1} = \frac{8{,}33 P_{\text{запр}} L_1}{K H_1^2 t_1},$$

или с учетом формулы (9.64′)

$$\sigma = \frac{8{,}33 \cdot 2{,}26 p_0 F L_1}{K H_1^2 t_1} = \frac{18{,}8 p_0 F L_1}{K H_1^2 t_1}, \quad (9.66)$$

где H_1 — высота основания ласточкина хвоста, см;

$t_1 = \frac{\pi D_1}{K} - b_{\text{мик}}$ — средняя толщина коллекторной пластины в сечении I — I, см ($b_{\text{мик}}$ — толщина коллекторного миканита, см);

L_1 — плечо приложения силы, определяемое из чертежа рассчитываемого коллектора, в предположении, что сила 0,5 P_y приложена посередине опорной поверхности конуса нажимной шайбы; для предварительных расчетов можно принять

$$L_1 \approx 0{,}5\ H_1\ \mathrm{ctg}\ \alpha = 0{,}87\ H_1.$$

Напряжения на изгиб в ласточкином хвосте от запрессовки не должны превосходить 2200 кгс/см².

Растягивающие напряжения в болтах коллектора от силы запрессовки (кгс/см²). Предполагая, что все болты затянуты одинаково,

$$\sigma_б' = \frac{P_{\text{запр}}}{\frac{\pi d_б^2}{4} m_б} = \frac{P_{\text{запр}}}{0{,}785 d_б^2 m_б}, \quad (9.67)$$

где $d_б$ — диаметр (минимальный) нарезки болта или диаметр свободной части болта, если он меньше, см;

$m_б$ — число болтов.

Изгибающее напряжение от ц. б. с., развиваемой болтом (кгс/см²). Рассматриваем болт как балку, защемленную с двух концов:

момент от ц. б. с.

$$M = C_б l_б/8;$$

момент сопротивления, см³

$$W_б = \pi d_б^3/32.$$

Центробежная сила, развиваемая болтом,

$$C_б = 5{,}6\, G_б D_б \left(\frac{n_{\text{исп}}}{1000}\right)^2,$$

где $G_б = \frac{\pi D_б^2}{4} l_б \cdot 7{,}85 \cdot 10^{-3}$ — вес болта, кгс;

$n_{\text{исп}}$ — испытательная частота вращения, об/мин;

$D_б$ и $l_б$ — диаметр приложения ц. б. с. и расчетная длина болта, см (см. рис. 9.7).

Следовательно,

$$\sigma_{Cб} = \frac{M}{W_б} = \frac{32 C_б l_б}{2\pi d_б^3} = \frac{10^{-3} \cdot 5{,}6 \cdot 7{,}85 \cdot 32 \pi d_б^2 l_б D_б}{4 \cdot 8 \pi d_б^3} \left(\frac{n_{\text{исп}}}{1000}\right)^2 =$$

$$= 0{,}0435\, l_б^2 \frac{D_б}{d_б} \left(\frac{n_{\text{исп}}}{1000}\right)^2. \quad (9.68)$$

Суммарное напряжение болта, кгс/см²

$$\sigma_б = \sigma_б' + \sigma_{Cб}. \quad (9.69)$$

Это напряжение должно быть не менее чем в 2 раза ниже предела текучести применяемой стали. На болты обычно используют сталь 45, для которой допустимое напряжение равно 3000 кгс/см². В ответственных коллекторах применяют стали 40Х и 40ХН (предел текучести 7000 кгс/см²) и другие качественные стали с повышенным пределом текучести до 10 000 кгс/см².

Определение действующих сил и напряжений в элементах коллектора от центробежных сил. *Центробежные силы.* При вращении коллектора возникающие центробежные силы, с одной стороны, уменьшают давление между пластинами, а с другой, одновременно создают дополнительное давление на ласточкины хвосты и миканитовые манжеты. Ц. б. с. одной коллекторной пластины

$$C_{\text{пл}} = m_{\text{пл}} \omega^2 D_C/2,$$

где $m_{\text{пл}}$ — масса пластины;

ω — угловая частота вращения;

D_C — диаметр центра тяжести пластины, см.

Заменяя массу $m_{\text{пл}}$ через вес пластины $G_{\text{пл}}$, кгс, и ускорение g = 981 см/с², а угловую частоту ω через частоту вращения при испытании машины $n_{\text{исп}}$, об/мин, получим выражение, кгс

$$C_{\text{пл}} = 5{,}6\, G_{\text{пл}} D_C \left(\frac{n_{\text{исп}}}{1000}\right)^2. \quad (9.70)$$

Как отмечено выше, при определении веса сравнительно сложную форму пластины разбивают на ряд простых участков-элементов *1—6* (см. рис. 9.8, *а*). Затем определяют площадь каждого участка и находят центр тяжести площади каждого элемента.

Диаметр центра тяжести, см

$$D_C = \frac{1}{F}(2F_1D_{C_1} + F_3D_{C_3} + F_4D_{C_4} + F_5D_{C_5} + F_6D_{C_6}).$$

Толщина пластины на дуге диаметром D_C, см

$$t = \frac{\pi}{K}D_C - b_{\text{мик}}.$$

Масса пластины, кг

$$m_{\text{пл}} = 8{,}9 \cdot 10^{-3}\ tF.$$

Для предварительных расчетов можно принять

$$D_C = D_{\text{к}} - H_0;$$

$$m_{\text{пл}} \approx 8{,}9 \cdot 10^{-3}\ H_0L_0t_1,$$

где $t_1 = \frac{\pi D_1}{K} - b_{\text{мик}}$

(все размеры — в см, см. рис. 9.7 и 9.8, *а*).

К каждой стороне ласточкина хвоста приложена половина центробежной силы $C_{\text{пл}}$, т. е. 0,5 $C_{\text{пл}}$.

Напряжения в элементах коллектора. Напряжение на изгиб пластины в сечении *I — I* ласточкина хвоста. Это напряжение от центробежной силы 0,5 $C_{\text{пл}}$ (аналогично напряжению от силы запрессовки) определяют по моменту силы 0,5 $C_{\text{пл}}L_1$ относительно этого сечения. Момент сопротивления сечения, см³

$$W_1 = H_1^2t_1/6.$$

Напряжение в сечении, кгс/см²

$$\sigma_{1C} = \frac{0{,}5C_{\text{пл}}L_1}{\frac{H_1^2t_1}{6}} = \frac{3C_{\text{пл}}L_1}{H_1^2t_1}. \qquad (9.71)$$

Эти напряжения не должны превосходить 1200 кгс/см².

Давление на манжету от центробежной силы пластины (кгс/см²). Оно равно нормальному давлению от силы 0,5 $C_{\text{пл}}$ равному $N_c = 0{,}5\ C_{\text{пл}}/\cos\alpha$, поделенному на опорную поверхность ласточкина хвоста пластины $\frac{v_1}{\cos\alpha}t_1$, т. е.

$$p_{C\text{ман}} = \frac{0{,}5C_{\text{пл}}}{\cos\alpha} : \frac{v_1}{\cos\alpha}t_1 = \frac{0{,}5C_{\text{пл}}}{v_1t_1}. \qquad (9.72)$$

Возникающие от центробежных сил давление на манжету и напряжение в ласточкиных хвостах увеличивают уже созданные в них запрессовкой давление и напряжения. Однако складывать их нельзя, так как в силу определенной податливости элементов коллектора результирующие силы будут меньше арифметической суммы.

Для обеспечения достаточной прочности и монолитности коллектора необходимо, чтобы $p_{\text{ман}}/p_{C\text{ман}} = 1{,}2 \div 1{,}5$.

В противном случае необходимо увеличивать силу запрессовки. При этом увеличиваются напряжения в ласточкиных хвостах, а также напряжения смятия в миканитовых манжетах, и приходится либо увеличивать размеры коллектора, либо делать машину менее скоростной.

Напряжения от центробежных сил в сечениях *II — II* и *III — III* выступающих частей пластин. Расчет выполняют для изношенного коллектора и максимальной эксплуатационной частоты вращения $n_{\max}$. Радиальный износ выбирают в пределах $\varepsilon = 10 \div 15$ мм. Центробежная сила выступа, кгс

$$C_{\text{в}} = 5{,}6\,G_{\text{в}}D_C\left(\frac{n_{\max}}{1000}\right)^2.$$

Момент сопротивления сечения

$$W = (H_2 - \varepsilon)^2 t_{\text{в}}/6,$$

где $t_{\text{в}}$ — средняя толщина выступа пластины, см.

Напряжения в сечениях *II — II* и *III, — III*, кгс/см²

$$\sigma = \frac{C_{\text{в}}l}{W}, \qquad (9.73)$$

где l — расстояние от точки приложения центробежной силы до сечения.

Для выступа с петушком подсчитывают ц. б. с. для отдельных его участков, а затем находят результирующую силу и точку ее приложения. Для противоположного выступа упрощенно принимают:

$$G_{\text{в}} = 8{,}9\ l_3(H_2 - \varepsilon)\ t_{\text{в}}\cdot 10^{-3};\ D_C = D_{\text{к}} - \varepsilon - H_2;\ l = 0{,}5\ l_3$$

(все размеры — в см). Эти напряжения не должны превышать 1700 кгс/см².

Напряжения на разрыв в сечении *IV — IV*. Их легко определяют по значениям центробежной силы верхней части пластины (при испытательной частоте машины) и площади сечения.

Напряжения при наличии отверстия в средней части пластины (рис. 9.9). При указанном облегчении пластин проверяют напряжения в сечении *A — A*

$$\sigma = CL_6/(8W), \qquad (9.74)$$

где C — ц. б. с. всей пластины; L_6 — расстояние между серединами ласточкиных хвостов, см.

16*

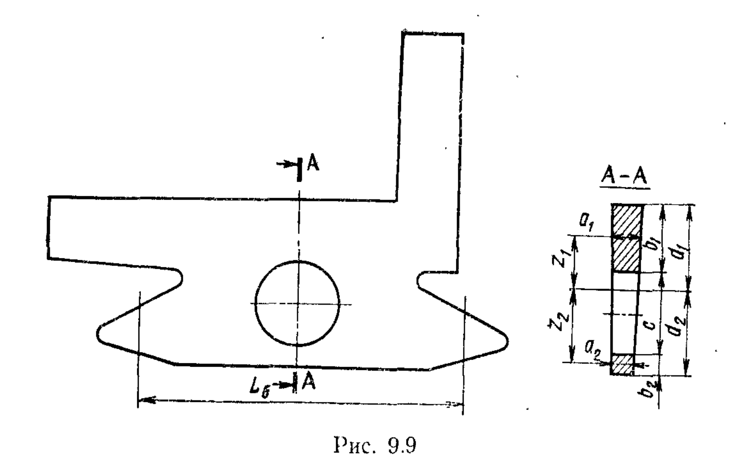


Рис. 9.9

Минимальный момент сопротивления сечения $W_{\min}$ определяют следующим образом.

Площади элементов: $F_1 = a_1 b_1$; $F_2 = a_2 b_2$. Расстояние до оси, проходящей через центр тяжести сечения, от нижней его кромки

$$d_2 = \frac{F_1(b_2 + c + 0{,}5\,b_1) + F_2 \cdot 0{,}5\,b_2}{F_1 + F_2}.$$

Размеры

$$d_1 = b_2 + c + b_1 - d_2;\ z_1 = d_1 - 0{,}5\ b_1;\ z_2 = d_2 - 0{,}5\ b_2.$$

Момент инерции сечения

$$I = \sum_{i=1}^{2}\left(F_i z_i^2 + \frac{1}{12} a_i b_i^3\right).$$

Минимальный момент сопротивления

$$W_{\min} = I/d_2.$$

Анализ полученных напряжений позволяет при необходимости установить, как изменить конструктивные размеры для создания равнопрочности элементов коллектора.

§ 35.3. Расчет механической прочности нажимного конуса коллектора

Ниже приведен расчет механической прочности нажимного конуса (рис. 9.10) по методике, предложенной И. Г. Шубовым [104].

Усилие опрессовки комплекта медных пластин и миканитовых прокладок в конусном приспособлении, тс

$$P = 2\pi F p \cdot 10^{-3}, \tag{9.75}$$

где F — площадь коллекторной пластины, см^2 (берут из механического расчета коллектора);

$p = 450 \div 600$ кг/см^2 — давление между пластинами; его определяют по формуле (9.45).

Радиальная составляющая усилия запрессовки конуса коллектора при надетом конусном приспособлении

$$Q_0 = \frac{P_{\text{запр}}}{\operatorname{tg}(30° + \varphi)}, \tag{9.76}$$

где $\varphi = 8°$ — угол трения между сталью и миканитом.

После снятия конусного приспособления усилия, действующие на крепежные элементы коллектора, возрастают

$$Q_0' = Q_0 + 0{,}5\ \kappa_1 P, \tag{9.77}$$

где $\kappa_1 = 0{,}3$ — коэффициент, учитывающий податливость элементов коллектора.

Далее определяют податливость конуса и втулки коллектора в радиальном направлении, т. е. деформацию, вызванную единичной силой, например, в 1 тс.

Податливость нажимного конуса от радиальных сил, см/тс

$$\lambda_1 = 150 \cdot 10^{-6}\ r/s_{\text{к}}, \tag{9.78}$$

где r — радиус центра тяжести поперечного сечения конуса, см (см. рис. 9.10);

$s_{\text{к}}$ — площадь сечения, ослабленного отверстиями под болты, см^2.

Податливость нажимного конуса от выкручивающего момента, см/тс

$$\lambda_{\text{м}} = 76 \cdot 10^{-6}\ r/I_{\text{у}}, \tag{9.79}$$

где $I_{\text{у}}$ — момент инерции поперечного сечения конуса, см^4.

Податливость втулки коллектора, см/тс

$$\lambda_{\text{вт}} = 780 \cdot 10^{-6} \frac{\chi(\lambda)}{h_{\text{вт}}} \sqrt{\frac{r_{\text{вт}}}{h_{\text{вт}}}}. \tag{9.80}$$

Функцию $\chi(\lambda)$ находят при больших λ по рис. 9.11, *а*, при малых — по рис. 9.11, *б*.

Здесь λ — приведенная длина втулки коллектора:

$$\lambda = \frac{l_{\text{вт}}}{0{,}78\sqrt{r_{\text{вт}} h_{\text{вт}}}}, \tag{9.81}$$

где $l_{\text{вт}}$; $r_{\text{вт}}$; $h_{\text{вт}}$ — длина, средний радиус и толщина воротника втулки (см. рис. 9.10).

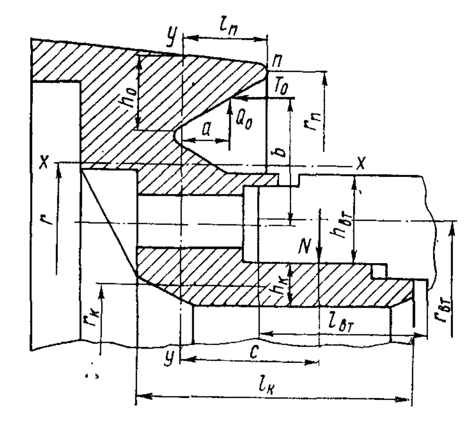


Рис. 9.10

Нажимной конус может быть посажен на втулку коллектора (см. рис. 9.7) с помощью различных посадок (H, C и др.).

При полном ослаблении болтов коллектора снять нажимной конус иногда бывает трудно. Объясняется это тем, что конус оказывается зажат между клиновой аркой, образуемой хвостами коллекторных пластин и коллекторной втулкой.

Существующий зазор посадки C или H между конусом и втулкой выбирают деформированным радиальными силами и моментом, выкручивающим нажимной конус. При этом возникает разгружающая конус реактивная сила (см. рис. 9.10)

$$N=\frac{Q_0'\,(ac\lambda_{\text{м}}+\lambda_1)+T_0'\,bc\lambda_{\text{м}}-\delta}{\lambda_1+\lambda_{\text{вт}}+\lambda_{\text{к}}+\lambda_{\text{м}}\,c^2}, \qquad (9.82)$$

где δ — максимальный зазор посадки конуса на втулку, см;

$\lambda_{\text{к}}$ — податливость нажимного конуса в месте посадки конуса во втулку коллектора, которая может быть получена по формуле (9.80) при подстановке в нее вместо $h_{\text{вт}}$ и $r_{\text{вт}}$ соответственно $h_{\text{к}}$ и $r_{\text{к}}$.

Приведенная длина нажимного конуса может быть получена по формуле (9.81) при подстановке в нее вместо $l_{\text{вт}}$, $r_{\text{вт}}$ и $h_{\text{вт}}$ соответственно размеров конуса $l_{\text{к}}$, $r_{\text{к}}$ и $h_{\text{к}}$ (см. рис. 9.10).

Момент, выкручивающий нажимной конус,

$$M = Q_0'a + T_0'b - Nc. \qquad (9.83)$$

Напряжения в точке n нажимного конуса складываются из напряжений от выкручивания моментом M, растяжения от сил Q_0' и N и

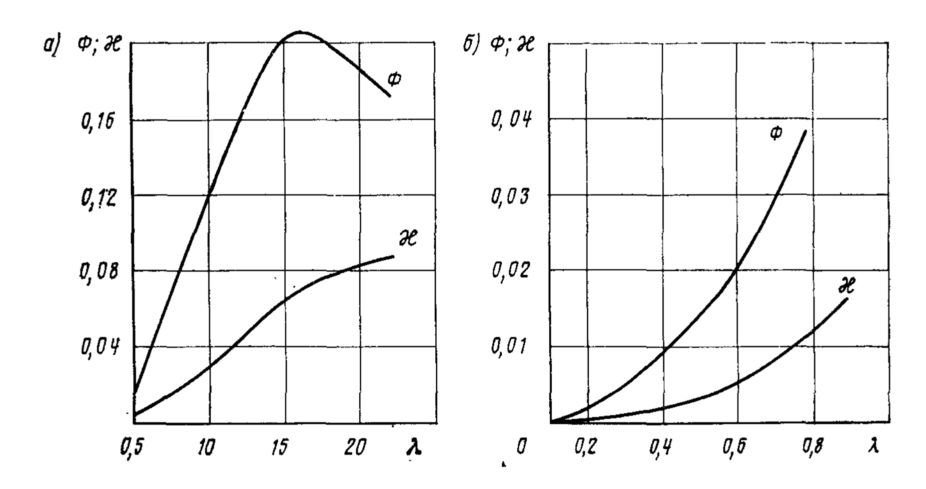


Рис. 9.11

местного отгиба клиновой части конуса, т. е.

$$\sigma_n=\sigma_1+\sigma_2+\sigma_3=$$

$$=\frac{10^3}{2\pi}\left[\frac{Ml_{\text{п}}}{I_{\text{у}}}\cdot\frac{r_n}{r}+\frac{Q_0'-N}{s_{\text{к}}}\right]+$$

$$+0{,}72\frac{Q_0'}{r_n h_0}\sqrt{\frac{r_n}{h_0}}\,\Phi(\lambda)\cdot 10^3. \qquad (9.84)$$

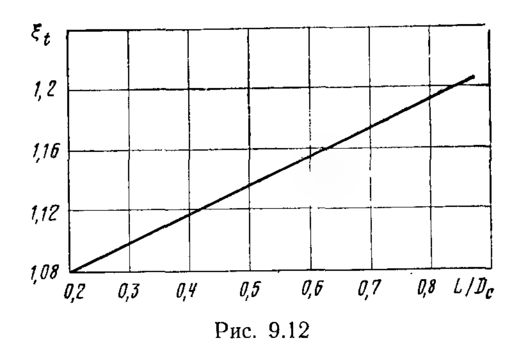


Рис. 9.12

Функцию $\Phi(\lambda)$ следует брать по рис. 9.11. Значения λ для нахождения функции $\Phi(\lambda)$ определяют по формуле

$$\lambda=2\sqrt{h_0/r_n}, \qquad (9.85)$$

где h_0 и r_n — по рис. 9.10.

При вращении центробежные силы приводят к дополнительному увеличению напряжений в конусе.

С учетом нагревания коллектора суммарный коэффициент увеличения напряжений

$$\xi_{\omega t}=\xi_t+0{,}2D_C\left(\frac{n_{\text{исп}}}{1000}\right)^2, \qquad (9.86)$$

где D_C — диаметр центра тяжести коллекторных пластин, м.

Температурный коэффициент ξ_t в зависимости от отношения L/D_C следует брать из рис. 9.12. Здесь L — расстояние между точками приложения силы к ласточкину хвосту коллекторных пластин.

Напряжение в точке n (см. рис. 9.10) с учетом вращения при испытательной частоте вращения и нагреве

$$\sigma_{\omega t}=\xi_{\omega t}\,\sigma_n. \qquad (9.87)$$

Нажимные конусы коллекторов высокоскоростных машин изготавливают из стали повышенной прочности с пределом текучести не менее 40 кгс/мм². Допускаемые напряжения 2000 кгс/см².

Глава 36

КРЕПЛЕНИЕ ОБМОТКИ ЯКОРЯ

§ 36.1. Общие сведения

Обмотку якоря тяговых двигателей в пазовой части крепят обычно клиньями, а лобовые части — бандажами.

Отказ от крепления обмотки в пазовой части стальными бандажами объясняется тем, что в современных тяговых двигателях, работающих с большими окружными скоростями, они не могут обеспечивать необ-

ходимую надежность крепления по условию механической прочности. Кроме того, возникают следующие осложнения:

теряется энергия в бандажах, поскольку они вращаются в магнитном поле;

возможна распайка отдельных бандажей под влиянием тепла, возникающего от потерь в них, что может приводить к серьезным авариям двигателя в целом;

наконец, возникает некоторое утяжеление коммутации, так как стальные бандажи, перекрывая местами пазы якоря, увеличивают магнитную проводимость по коронкам зубцов, что приводит к возрастанию реактивной э. д. с.

Лобовые части обмотки крепят стеклобандажами. Последние перед металлическими имеют следующие преимущества:

стоимость материала их меньше, а изготовление проще;

плотность стекловолокна ниже, чем стали, что снижает собственную центробежную силу таких бандажей;

отпадает слабое ненадежное звено — замок стального бандажа; при аварии возникает меньше вторичных повреждений;

стеклобандажи меньше подвержены ослаблению и сползанию; работа по наложению таких бандажей более безопасна, чем стальных.

С учетом сказанного ниже приведен расчет стеклобандажей. Расчет стальных бандажей см. в [3, 15, 21].

§ 36.2. Клинья и их расчет

Клиновое крепление пазовой части обмотки якоря применяют при окружных скоростях якоря свыше 30—35 м/с. Материал клиньев тяговых двигателей — гетинакс, текстолит и стеклотекстолит. Форма паза с клином приведена на рис. 9.13, а размеры такого клина — в табл. 9.3.

Для повышения стойкости штампов в конструкции замковой части паза избегают острых углов.

Клин нагружен центробежной силой от веса активной части обмотки паза. Так как эта нагрузка распределена вдоль паза равномерно, расчет обычно ведут на 1 см его длины. Центробежной силой самого клина по ее малости пренебрегают.

Таблица 9.3

$h_к$	$b_к$	h_0	a	r
3	$b_п+1,0$	2,5	0,5	0,5
4	$b_п+1,2$	3,5	0,5	1,0
5	$b_п+1,8$	4,5	0,5	1,0
6	$b_п+2,3$	5,5	0,5	1,0
7	$b_п+2,9$	6,5	0,5	1,0
8	$b_п+3,2$	7,0	1,0	1,0

Расчет клина ведут на изгиб, как балки, свободно лежащей на двух опорах с расстоянием между ними $b_к$ (см. рис. 9.13), силой C, приложенной посередине. Наибольшее напряжение, возникающее в этом месте, кгс/см²

$$\sigma = M_{изг}/W, \qquad (9.88)$$

где изгибающий момент, кгс · м

$$M_{изг} = Cb_к^2/(4b_к) = Cb_к/4, \qquad (9.89)$$

а момент сопротивления, см³

$$W = h_к^2 \cdot 1/6. \qquad (9.90)$$

В этих формулах размеры — в см, в (9.90) 1 см — ширина расчетного сечения клина.

С учетом (9.89) и (9.90) выражение (9.88) примет вид

$$\sigma = 1{,}5\ C\ b_к/h_к^2. \qquad (9.91)$$

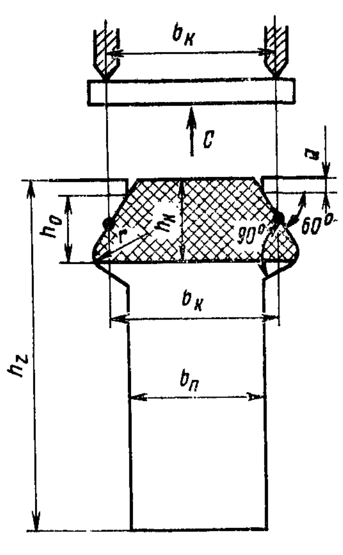


Рис. 9.13

Кроме того, рекомендовано (а при $b_п/h_к < 1{,}5$ необходимо) проверять напряжения, кгс/см², на срез боковых опорных участков клина по формуле

$$\tau = \frac{(0{,}5 \div 0{,}75)\ C}{h_0}. \qquad (9.92)$$

Высоту клина $h_к$ по технологическим соображениям берут не менее 5—6 мм.

Центробежная сила от обмотки с изоляцией, заложенной в паз на 1 см длины сердечника якоря, кгс

$$C = 5{,}6 m_0 D_C \left(\frac{n_{исп}}{1000}\right)^2, \qquad (9.93)$$

где $n_{исп} = 1{,}25 n_{max}$ — испытательная частота вращения, об/мин;
$D_C = D_a - h_z$ — диаметр центра тяжести содержимого паза, см;
m_0 — масса обмотки с изоляцией в пазу, приходящаяся на 1 см его длины, кг:

$$m_0 = m_м + m_{из} = (h_м b_м N_z)\ 8{,}9 \cdot 10^{-3} + (h_z b_п - h_м b_м N_z) 2{,}0 \cdot 10^{-3}, \qquad (9.94)$$

где $h_м, b_м$ — размеры голого проводника, см;
N_z — число проводников в пазу;
8,9 — плотность меди, г/см³;
2,0 — плотность изоляции, г/см³.

Наметку толщины клина выполняют по формуле

$$h_к \geqslant 1{,}22 \sqrt{C b_к/\sigma_{доп}}.$$

Здесь C — по (9.93), $b_к$ — по рис. 9.13.

Допускаемые напряжения на изгиб и на срез следующие:

Материал клина	$\sigma_{доп}$, кгс/см²	$\tau_{доп}$, кгс/см²
Бук	60—80	20
Гетинакс; текстолит (ГОСТ 2910—67); стеклотекстолит[1] СТ	250	150

[1] Употребляют при использовании изоляции класса Н.

§ 36.3. Стеклобандажи и их расчет

Материал бандажей — лента из стекловолокна, которую изготавливают из непрерывных, параллельно ориентированных стеклонитей и пропитывают полиэфирной смолой.

Благодаря правильной ориентации нитей нагрузка между ними распределена равномерно, что и обеспечивает высокую прочность. Полиэфирная смола после окончательного затвердевания скрепляет нити и слои ленты, образуя монолитный бандаж. В настоящее время используют стеклобандажную ленту ЛСБ (ТУ6-11-22—70) при изоляции обмотки классов В и F с пределом прочности в исходном состоянии $\sigma_B = 70$ кгс/мм² толщиной $\Delta_л$—0,18÷0,20 мм и шириной $b_л = 16$; 18 и 20 мм. Допускаемое напряжение от действия центробежной силы обмотки $\sigma_{доп} = 15$ кгс/мм².

При расчете бандаж рассматривают как тонкое вращающееся кольцо, в сечениях которого возникает напряжение σ от действия ц. б. с. удерживаемой обмотки. Отдельные участки обмотки (пазовая и лобовые части) рассматривают отдельно, как не связанные.

Массой самого бандажа по ее малости пренебрегают.

Расчет бандажа заключается в определении числа его витов, исходя из указанного выше допускаемого напряжения.

Центробежная сила, кгс, части обмотки, уложенной в пазах сердечника якоря длиной l_a,

$$C = 5{,}6 m_{оп} D_c \left(\frac{n_{исп}}{1000}\right)^2, \qquad (9.93')$$

где $m_{оп}$ — масса обмотки с изоляцией на этом участке, кг:

$$m_{оп} = m_{мо} + m_{из.о} = (h_м b_м N_z)\ Z\ l_a \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-3} + (h_z b_п - h_м b_м N_z)\ Z l_a \cdot 2 \cdot 10^{-3}. \qquad (9.94')$$

Здесь $m_{мо}$ — масса меди обмотки на длине l_a, кг;
$m_{из\ о}$ — масса изоляции в пазах якоря, кг;
Z — число пазов якоря;
остальные размеры — см. формулу (9.94).

Центробежной силе C можно придать следующее геометрическое толкование при рассмотрении рис. 9.14.

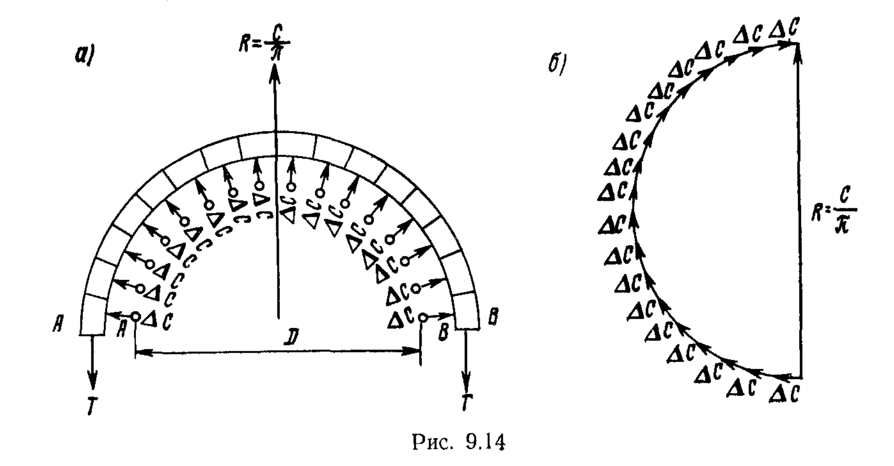


Рис. 9.14

На каждый элемент бандажа действует радиально элементарная ц. б. с. ΔC. Полная ц. б. с. является геометрической суммой этих элементарных ц.б.с. и представляет собой замкнутую окружность с диаметром R (рис. 9.14, б), т. е.

$$C = \pi R, \qquad (9.95)$$

откуда диаметр $R = C/\pi$.

Из рассмотрения рис. 9.14, б следует, что этот диаметр определяет силу R, как геометрическую сумму элементарных сил ΔC полубандажа, под влиянием которой одна половина бандажа стремится оторваться от другой. Отбросив одну из этих половин и заменив ее действие тангенциальными силами T, приложенными в сечениях AA и BB (рис. 9.14, а), из условия равновесия получим $R = 2\ T$.

С учетом этого выражение (9.95) примет вид

$$C = 2\pi T. \qquad (9.96)$$

Приравнивая (9.96) и (9.93′), получим, кгс

$$T = 0{,}9 m_{оп} D_c (n_{исп}/1000)^2. \qquad (9.97)$$

Число витков бандажа на пазовой части якоря

$$w_{б\ п} = T/ (\sigma_{доп} q_б), \qquad (9.98)$$

где $q_б = \Delta_л b_л$,
здесь $\Delta_л$; $b_л$ — толщина и ширина ленты.

Изложенный расчет выполнен применительно к части обмотки, уложенной в пазах сердечника якоря.

В процессе этого расчета устанавливают коэффициент $\kappa_{из}$, учитывающий увеличение массы обмотки от наличия в ней изоляции,

$$\kappa_{из} = (m_{мо} + m_{из\ о})/m_{мо}. \qquad (9.99)$$

Этот коэффициент используют при расчете бандажей лобовых частей обмотки, который выполняют аналогично изложенному.

При расчете бандажей на передних лобовых частях обмотки массу ее, кг, определяют по формуле

$$m_{\text{лоб.п}} = \kappa_{\text{из}} (h_{\text{м}} b_{\text{м}} N_z)\ N\ l_{\text{лоб.п}} \cdot 2 \cdot 10^{-3}, \qquad (9.100)$$

где

$$l_{\text{лоб.п}} = b + l_{\text{кп}} + a,$$

а на задних лобовых частях

$$m_{\text{лоб.з}} = \kappa_{\text{из}} (h_{\text{м}} b_{\text{м}} N_z)\ N l_{\text{лоб.з}} \cdot 2 \cdot 10^{-3}, \qquad (9.100')$$

где

$$l_{\text{лоб.з}} = a + l_{\text{кз}} + c + d.$$

В этих формулах обозначения приняты по рис. 2.16. Далее находят силы C по (9.93), T — по (9.97) и, наконец, число витков бандажей — по (9.98).

§ 36.4. Расчет прочности лобовых частей обмотки якоря

Передняя лобовая часть обмотки (рис. 9.15). Двигатель с опорно-осевой подвеской подвержен значительным динамическим нагрузкам от ударов колес о неровности пути. Динамические ускорения на поверхности якоря, возникающие при этом, могут достигать 25 g. Это должно учитываться особенно при проводниках малой толщины (0,8÷0,9 мм), так как названные нагрузки могут повести к их поломке.

Расчет ведут следующим образом.

Участок проводника l между петушком коллектора и бандажом можно рассматривать как балку, заделанную одним концом в петушок коллектора, а другим опертую на бандаж. На эту балку в тангенциальном направлении действует равномерно распределенная сила $p = m\ 25\ g$.

Как известно из курса «Сопротивление материалов», максимальный момент в месте заделки такой балки, кгс · см

$$M = \frac{pl}{8} = \frac{\gamma bh \cdot 1{,}5 l \cdot 10^{-3}}{g}\ 25g\ \frac{l}{8},$$

или

$$M = \frac{1{,}5 bhl^2 \gamma}{8g}\ 25g \cdot 10^{-3},$$

где b — толщина проводника, см;
h — высота проводника, см;
$\gamma = 8{,}9$ г/см³ — плотность меди;
1,5 — коэффициент, учитывающий изгиб проводника при выходе из шлица петушка (в тангенциальном направлении).

Момент сопротивления проводника в направлении действия силы P

$$W = b^2 h/6.$$

Для уменьшения возникающих напряжений участок l следует делать по возможности меньше (порядка 20 мм).

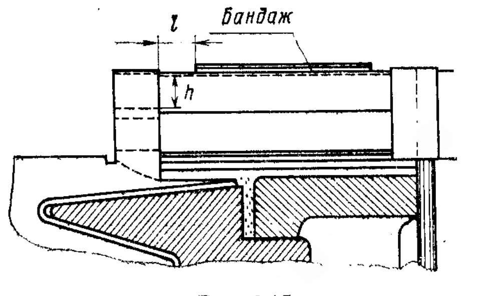


Рис. 9.15

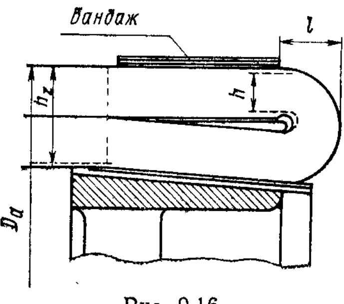


Рис. 9.16

Статическое напряжение в проводнике, кгс/см²

$$\sigma_{\text{ст}} = M/W = 0{,}25\ l^2/b. \qquad (9.101)$$

Например, при толщине проводника $b = 0{,}8$ мм и $l = 30$ мм, $\sigma_{\text{ст}} = 30$ кгс/см², что составляет около 5% от предела выносливости обмоточной меди ($\sigma = 600$ кгс/см²).

Задняя лобовая часть обмотки (рис. 9.16). Головку катушки обмотки якоря длиной l можно рассматривать как балку, закрепленную одним концом, к которой на расстоянии 0,5 l приложена центробежная сила обмотки C, которую аналогично (9.93) определяют по формуле

$$C = 5{,}6 (D_a - h_z)\, 2hbl \cdot 8{,}9 \left(\frac{n_{\text{исп}}}{1000}\right)^2. \qquad (9.102)$$

Изгибающий момент $M = 0{,}5\ lC$.

Так как момент сопротивления

$$W = 2\,bh^2/6,$$

то напряжение в материале, кгс/см²

$$\sigma = 150 (D_a - h_z) \frac{l^2}{h} \left(\frac{n_{\text{исп}}}{1000}\right)^2. \qquad (9.103)$$

Допускаемым можно считать

$$\sigma_{\text{доп}} = 250 \text{ кгс/см}^2, \qquad (9.104)$$

так как при напряжении $\sigma = 300 \div 350$ кгс/см² наблюдались случаи отгиба головок.

§ 36.5. Определение прочности обмотки беспазового якоря

Надежность беспазовых якорей в большей мере, чем зубчатых, зависит от качества примененных изоляционных материалов и технологии их изготовления. Поэтому при выборе материалов и разработке технологического процесса особое внимание необходимо уделять цементации как отдельных витков в якорных катушках, так и комплекта катушек, укладываемых на гладкой поверхности сердечника якоря.

Лучшими свойствами обладают стеклопластики, которые после пропитки обмотки в эпоксидном компаунде горячего отверждения образуют изоляцию типа «Монолит-2». Такая изоляция обладает хорошей теплопроводностью, коэффициентом линейного расширения, близким по величине аналогичным коэффициентам для меди и стали, высоким модулем упругости, устойчивостью к вибрациям и резким сменам температур, имеющим место в процессе эксплуатации, а также высокой адгезией к меди и стали.

Для максимальной оценки механических напряжений, имеющих место в элементах беспазовой обмотки якоря, в том числе и в эксплуатационных условиях, целесообразно знать [51]:

прочностные характеристики слоя пропиточного компаунда;

напряжения в стеклобандажах в зависимости от частоты вращения якоря двигателя;

характер распределения напряжений в стеклобандажном слое по длине сердечника якоря;

влияние пропитки якоря на напряжения в стеклобандаже;

температурные усилия в осевом направлении;

срезывающие усилия в изоляционном слое от крутящего момента;

касательные усилия при боксовании и торможении;

распределение нагрузки между бандажом и слоем литой изоляции без учета предварительного натяжения бандажа;

электродинамические усилия.

В качестве исходных данных при выполнении расчетов рекомендуется брать коэффициенты линейного расширения: меди $\alpha_м = 16{,}7 \times 10^{-6}$, стали $\alpha_с = 11 \cdot 10^{-6}$; превышения температур меди в номинальном режиме $\theta_м = 110°$ С, стали сердечника якоря $\theta_с = 65°$ С ($\theta_с$; $\theta_м$ подлежат уточнению по данным испытаний беспазовых тяговых двигателей); модули упругости изоляции и бандажа $E_{из} = E_б = 0{,}45 \times 10^6$ кгс/см², меди $E_м = 1{,}1 \cdot 10^6$ кгс/см²; коэффициент Пуассона $\mu = 0{,}1$; предел прочности на срез слоя пропиточного компаунда $\tau_{пр} = 40$ кгс/см²; предел прочности при растяжении $\sigma_{пр} = 20$ кгс/см².

Первоначально определяются число витков стеклобандажа для крепления обмотки на пакете сердечника и лобовых частях по аналогии с зубчатыми якорями, исходя из допускаемых напряжений от ц. б. с. $[\sigma] = 17$ кгс/мм². В связи с тем, что обмотка на сердечнике якоря крепится стеклобандажами (рис. 9.17, *а*) и дополнительно удерживается благодаря высоким адгезионным свойствам изоляции «Монолит-2», подробно оценим особенности такого крепления.

Предварительное натяжение стеклобандажной ленты при намотке составляет 125—150 кгс. Исследования показали, что остаточное натяжение стеклобандажа на сердечнике беспазового якоря после технологических операций составляет существенную величину и может быть принято

$$T_о = \alpha P w_б, \tag{9.105}$$

где $\alpha = 0{,}5$ — коэффициент остаточного натяжения, после выпечки стеклобандажа; P — усилие натяжения стеклобандажной ленты при наложении бандажа, кгс; $w_б$ — число витков стеклобандажа.

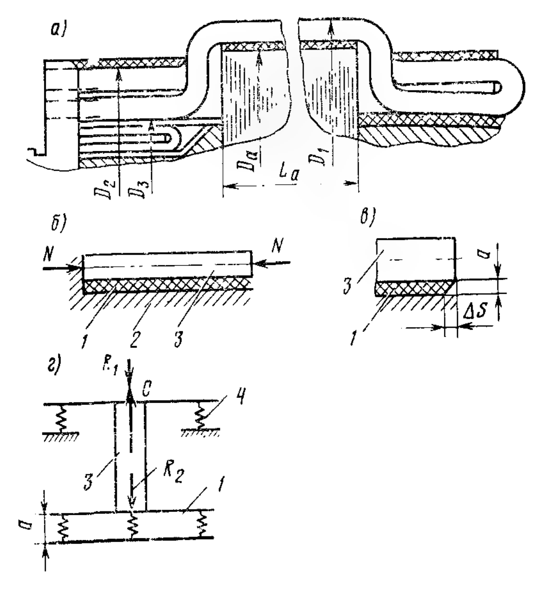


Рис. 9.17

Предполагая медь несжимаемой, можно рассматривать бандаж и изоляцию под ним как некоторую упругую систему. Схема замещения с действующими силами приведена на рис. 9.17, *г*. На схеме слой литой изоляции *1* и стеклобандаж *4* обозначены в виде упругих элементов. Пакет сердечника якоря и медь обозначены на рис. 9.17, *б* соответственно *2* и *3*.

При вращении якоря на бандаж действует остаточная сила от натяжения его при наложении и ц. б. с. обмотки (собственной ц. б. с. бандажа можно пренебречь).

При определенной частоте вращения якоря предварительное сжатие подбандажной изоляции становится равным нулю. С этого момента слой изоляции, крепящий обмотку к сердечнику якоря, начинает работать на растяжение. Определим эту частоту вращения. Податливости элементов упругой системы в радиальном направлении, см/кгс, по отношению к растягивающей бандаж тангенциальной силе C':

$$\lambda_б = D_б/(2\ E_б F_б);\ \lambda_и = 2\pi a/(E_и F_и), \tag{9.106}$$

где $D_б$ — диаметр кольца бандажа;
a — толщина слоя изоляции;
$F_б$; $E_б$ — площадь поперечного сечения стеклобандажа и модуль упругости его материала;
$F_и$; $E_и$ — то же для подбандажной изоляции.

Радиальные деформации стеклобандажа и подбандажной изоляции, см

$$\Delta l_б = D_б T_о/(2\ E_б F_б);\ \Delta l_и = 2\ \pi a T_о/(E_и F_и). \tag{9.107}$$

Тангенциальная составляющая ц. б. с. обмотки, при которой сжатие подбандажной изоляции равно нулю,

$$C' = (\Delta l_б + \Delta l_и)/\lambda_б. \tag{9.108}$$

После подстановки в равенство (9.108) значений $\lambda_б$, $\Delta l_б$, $\Delta l_и$ из уравнений (9.106) и (9.107) и соответствующих преобразований получим

$$C' = T_о\left(1 + \frac{4\pi a E_б F_б}{D_б E_и F_и}\right). \tag{9.109}$$

Учитывая, что $D_б \gg a$, $F_и \ll F_б$, можно считать, что

$$C' \approx T_0. \quad (9.110)$$

Таким образом, при вращении якоря напряжения в стеклобандажах по длине активной части обмотки практически не изменяются, что подтверждается уравнением (9.109) и вытекающим из него выражением (9.110).

Выражение для определения частоты вращения якоря, об/мин, при которой напряжение сжатия изоляции становится равным нулю, имеет вид

$$n_1 = 10^3 \sqrt{\frac{2\pi T_0}{5,6 m_0 D_C}} = 1,06 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{\alpha P w_б}{m_0 D_C}}, \quad (9.111)$$

где m_0 — масса обмотки якоря;

D_C — диаметр центра тяжести обмотки.

При частоте вращения n_1 слой литой изоляции начинает работать на растяжение.

Для оценки распределения нагрузки между бандажом и слоем литой изоляции после того, как сжатие слоя изоляции под бандажом будет равно нулю, воспользуемся схемой рис. 9.17, *г*, на которой: $C = C_2$ — центробежная сила обмотки (ц. б. с.); R_1 — усилие, воспринимаемое стеклобандажом; R_2 — усилие, воспринимаемое слоем литой изоляции.

Для этой схемы уравнение статического равновесия может быть записано как

$$C = R_1 + R_2. \quad (9.112)$$

Уравнение совместной деформации системы (деформацией меди пренебрегают)

$$\Delta l_б = \Delta l_и. \quad (9.113)$$

При этом деформация бандажа, см

$$\Delta l_б = R_1 D_б / (4\pi E_б F_б). \quad (9.114)$$

Деформация изоляционного слоя, см

$$\Delta l_и = R_2 a / (E_и F_и). \quad (9.115)$$

Усилие R_2, кгс, можно получить, решая совместно уравнения (9.114) и (9.115),

$$R_2 = \frac{C}{1 + \dfrac{4\pi E_б F_б a}{D_б E_и F_и}}. \quad (9.116)$$

Из выражения (9.116) видно, что усилие, воспринимаемое слоем изоляции, определяется соотношением жесткости бандажа и приклеивающего слоя изоляции.

Учитывая, что $E_и = E_б$ и $D_б \gg a$; $F_и \ll F_б$, получим

$$R_2 = \frac{C}{1 + \dfrac{\pi F_б a}{D_б F_и}} \approx C. \quad (9.117)$$

Таким образом, вся ц. б. с. воспринимается слоем литой изоляции после того, как предварительное сжатие станет равным нулю.

Напряжения в слое изоляции от ц. б. с., кгс/см²

$$\sigma = R_2 / F_и = C / F_и. \quad (9.118)$$

Сила, при которой происходит разрушение слоя литой изоляции, равна

$$C_2 = \sigma_{пч} \pi D_a l_a. \quad (9.119)$$

Полная ц. б. с. в момент разрушения литой изоляции

$$C = C_1 + C_2. \quad (9.120)$$

Частота вращения, при которой должно произойти разрушение слоя компаунда по активной части обмотки, об/мин

$$n_2 = 10^3 \sqrt{\frac{2\pi T_0 + \sigma_{пч} \pi D_a l_a}{5,6 m_0 D_c}} = 750 \sqrt{\frac{\alpha P w_б + \sigma_{пч} D_a l_a}{m_0 D_c}}. \quad (9.121)$$

Частота вращения n_1, определенная по формуле (9.111), должна превышать максимальную частоту вращения вала двигателя в эксплуатации, а частота n_2 — испытательную.

Оценку механической прочности обмотки в касательном направлении целесообразно выполнять из условия воздействия на обмотку максимального момента, равного 2,5 $M_н$ ($M_н$ — момент при номинальном режиме). Напряжение среза приклеивающего слоя, кгс/см²

$$\tau = \frac{0,637 M_{max}}{D_a^2 l_a} = \frac{1,6 M_н}{D_a^2 l_a}. \quad (9.122)$$

Температурные напряжения в слое литой изоляции оценивают следующим образом. (При решении задачи температурная деформация изоляции не учитывается.)

Температурные удлинения, см, при отсутствии связующего слоя для меди и стали можно получить соответственно из выражений:

$$\Delta l_м = \alpha_м l_a \theta_м; \ \Delta l_c = \alpha_c l_a \theta_c. \quad (9.123)$$

Температурные усилия, кгс, в осевом направлении в статически неопределимой системе (рис. 9.17, *б*, *в*) могут быть получены из выражения

$$\Delta S = Na / G_и F_и, \quad (9.124)$$

где ΔS — деформация сдвига;

N — усилие сдвига слоя литой изоляции и сжатия меди, возникающее под действием нагревания;

a — толщина слоя изоляции между медью и стальным пакетом;

$G_и = \dfrac{E_и}{2(1+\mu)}$ — модуль сдвига литой изоляции.

Уравнение совместной деформации, см, меди и слоя литой изоляции

$$\Delta S + \Delta l_{\text{сж.м}} = \Delta l_{\text{м}} - \Delta l_{\text{с}}, \quad (9.125)$$

где $\Delta l_{\text{сж.м}}$ — деформация сжатия меди;

$$\frac{Na}{G_{\text{и}} F_{\text{и}}} + \frac{Nl_a}{E_{\text{м}} F_{\text{м}}} = \Delta l_{\text{м}} - \Delta l_{\text{с}}, \quad (9.126)$$

где $F_{\text{и}} = \pi D_a l_a$ — площадь слоя литой изоляции по поверхности якоря;

$F_{\text{м}} = 2q_a u_{\text{к}} Z$ — суммарная площадь меди обмотки якоря.

Тогда из выражения (9.126) получим

$$N = \frac{\Delta l_{\text{м}} - \Delta l_{\text{с}}}{\dfrac{a}{G_{\text{и}} F_{\text{и}}} + \dfrac{l_a}{E_{\text{м}} F_{\text{м}}}}. \quad (9.127)$$

Ориентировочно напряжение среза, кгс/см², в слое изоляции от нагревания будет

$$\tau = N/F_{\text{и}}. \quad (9.128)$$

Суммарные касательные напряжения в слое литой изоляции не должны превышать 27 кгс/см².

Расчет напряжений сдвига от инерционных усилий при боксовании производят в такой последовательности. Согласно экспериментальным данным изменение частоты вращения вала тягового двигателя на 25% боксование происходит за $t = 0{,}45 \div 0{,}7$ с. Тогда угловое ускорение

$$\varepsilon = 0{,}25\, \omega_{\max}/t, \quad (9.129)$$

где $\omega_{\max}$ — максимальная угловая частота вращения якоря в эксплуатации.

Касательное ускорение

$$w_t = 0{,}5\, \varepsilon D_{\text{a}}. \quad (9.130)$$

Касательное усилие при боксовании и торможении, кгс

$$P_\tau = G_0 w_t / g. \quad (9.131)$$

Напряжение сдвига в слое изоляции при боксовании, кгс/см²

$$\tau = P_\tau / F_{\text{и}}. \quad (9.132)$$

Как показали исследования, механические напряжения от электродинамических сил, проявляющихся в обмотке беспазового якоря в процессе работы двигателя, даже при броске тока переходного процесса $I = 5\, I_{\text{н}}$, достигают незначительных значений. Поэтому ими можно пренебречь, а методику их определения не приводить.

Глава 37

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ РОТОРОВ И КРЕПЛЕНИЯ ИХ ОБМОТОК

§ 37.1. Механический расчет посадки контактных колец вентильного двигателя

Ниже приведен расчет медных контактных колец. Обозначения геометрических размеров показаны на рис. 9.18, в расчетных формулах размеры даны в см. Исходные данные следующие:

Максимальная частота вращения ротора в эксплуатации	$n_{\max}$ об/мин
Испытательная частота вращения ротора	$n_{\text{исп}}$ »
Модуль упругости меди	$E_{\text{м}} = 1{,}1 \cdot 10^6$ кгс/см²
» » стали	$E_{\text{с}} = 2{,}1 \cdot 10^6$ »
Коэффициент Пуассона для меди	$\mu = 0{,}31$
Плотность меди	γ кг/см³
Модуль упругости миканита при удельном давлении	$E = 8{,}5\, P$

Определение посадочного натяга. Разъединительная частота вращения колец, т. е. частота, при которой образуется зазор на посадочной поверхности кольца,

$$n_{\text{р}} = 1{,}2\, n_{\text{исп}}. \quad (9.133)$$

Приращение диаметра свободного медного контактного кольца, см, от собственной ц. б. с. при 1000 об/мин находят по формуле

$$\kappa_1'' = \frac{D_{\text{б}}}{E_{\text{м}}} \cdot \frac{3f\mu}{8g}\, \gamma \omega^2 r_1^2 \left[2 + \left(1 - \frac{1+3\mu}{3+\mu} \right) \right] \alpha_1^2, \quad (9.134)$$

где

$$\alpha_1 = D_{\text{б}}/D_1; \; r_1 = D_1/2; \quad (9.135)$$

ω — угловая частота вращения ротора.

Приращение диаметра стального кольца, см, от собственной ц. б. с. при 1000 об/мин

$$\kappa_2' = \frac{D_{\text{б}}}{E_{\text{с}}} [4 D_{\text{б}}^2 (1 + 4{,}5\alpha_2^2)\, 10^{-3}], \quad (9.136)$$

где

$$\alpha_2 = D_2/(D_{\text{б}} - 2\,S).$$

Диаметральная деформация миканита, см

$$\Delta S = 2\,PS/E = 2\,S/8{,}5. \quad (9.137)$$

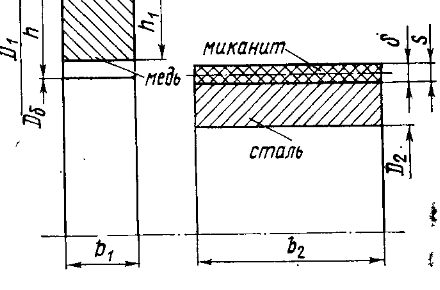


Рис. 9.18

Тепловая деформация медного кольца при превышении температуры $\Delta t_к$ (максимальное значение $\Delta t_к = 95°$ C)

$$\Delta D_{бм} = D_б \alpha_м \Delta t_м, \qquad (9.138)$$

где $\alpha_м$ — коэффициент линейного расширения меди.

Тепловая деформация стальной втулки

$$\Delta D_{бс} = D_б \alpha_с \Delta t_с, \qquad (9.139)$$

где $\alpha_с$ — коэффициент линейного расширения стали;
$\Delta t_с$ — превышение температуры стальной втулки;
$\Delta t_с = 75°$ C.

Необходимый посадочный натяг

$$\delta = (\kappa_1' - \kappa_2')\left(\frac{n_0}{1000}\right)^2 + \Delta S + (\Delta D_{бм} - \Delta D_{бс}). \qquad (9.140)$$

Далее выбирают посадку, которая обеспечивает минимальный требуемый натяг $\delta = \delta_{min}$. Прочностной расчет ведут на максимальный натяг посадки δ_{max}. Расчетный натяг, идущий на деформацию медного кольца и стальной втулки, см

$$\delta_р = \delta_{max} - \Delta S. \qquad (9.141)$$

Податливости колец для системы радиальных сил, действующих по поверхности посадки (см/тс). Для неизношенного медного кольца

$$\lambda_1'' = \frac{320\,(H_1 + 0,31)}{E_м b_1}, \qquad (9.142)$$

где

$$H_1 = (1 + \alpha_1^2)/(1 - \alpha_1^2)^2. \qquad (9.143)$$

Для изношенного медного кольца податливость определяют по формуле (9.142) с уменьшением наружного диаметра медного кольца, на 20 мм.

Для стальной втулки, на которой насажены контактные кольца,

$$\lambda_2' = \frac{320\,(H_2 - 0,27)}{E_с b_2}. \qquad (9.144)$$

Напряжения в неизношенных контактных кольцах. При невращающемся роторе радиальное усилие, созданное посадочным натягом, тс

$$Q_0 = \frac{\delta_р}{\lambda_1'' + 2\lambda_2'}. \qquad (9.145)$$

Давление по поверхности соприкосновения, кгс/см²

$$P_0 = Q_0 \cdot 10^3/(\pi D_б b_1). \qquad (9.146)$$

Тангенциальное растягивающее напряжение на внутренней кромке контактного кольца, кгс/см²

$$\sigma_{01} = P_0 H_1. \qquad (9.147)$$

При вращающемся роторе деформация контактного кольца, см, от остаточного натяга посадки контактных колец при $n_{исп}$

$$\delta_{1\omega} = \frac{1}{1 + \dfrac{\lambda_2'}{\lambda_2''}}\left[\delta_р - (\kappa_1'' - \kappa_2')\left(\frac{n_р}{1000}\right)^2\right]. \qquad (9.148)$$

Соответствующее радиальное усилие от этого натяга, тс

$$Q_\omega = \delta_{1\omega}/\lambda_1''. \qquad (9.149)$$

Давление по поверхности соприкосновения, кгс/см², от силы Q_ω

$$P_\omega = Q_\omega \cdot 10^3/(\pi D_б b_1). \qquad (9.150)$$

Тангенциальное растягивающее напряжение, кгс/см², на внутренней кромке контактного кольца от радиального давления, созданного остаточным натягом,

$$\sigma_{\omega 1}' = P_\omega H_1. \qquad (9.151)$$

Тангенциальное растягивающее напряжение, кгс/см², на внутренней кромке кольца от ц. б. с. при $n_{исп}$

$$\sigma_{\omega 1}'' = \kappa_1'' \frac{E_м}{D_б}\left[\frac{n_{исп}}{1000}\right]^2. \qquad (9.152)$$

Максимальное растягивающее напряжение в медном кольце на внутренней кромке, кгс/см²

$$\sigma_{1max} = \sigma_{\omega 1}' + \sigma_{\omega 1}''. \qquad (9.153)$$

Аналогично определяют напряжения в изношенных контактных кольцах. При этом в формулы подставляют диаметр контактного кольца с учетом износа, а напряжения находят при масимальной эксплуатационной частоте вращения вала двигателя.

Материал контактных колец — хромистая медь БрХ 0,7 с $\sigma_т \geqslant$ $\geqslant 30$ кгс/мм². Допускаемые напряжения $\sigma_{доп} = 1500$ кгс/см².

§ 37.2. Расчет прочности зуба ротора вентильного двигателя

Обозначения приведены на рис. 9.19. Площадь меди в пазу, см²

$$F_м = q_м N_п, \qquad (9.154)$$

где $q_м$ — площадь поперечного сечения проводника, см²;
$N_п$ — число проводников в пазу.

Масса меди в пазу на 1 пог. см

$$m_м = \gamma_м F_м, \qquad (9.155)$$

где $\gamma_м = 8,9$ г/см³ — плотность меди.

Масса изоляции в пазу на 1 пог. см

$$m_и = [b_п (h_п - h_к) - F_м]\, \gamma_и, \qquad (9.156)$$

где $\gamma_и$ — плотность изоляции, г/см³.

Масса клина на 1 пог. см

$$m_к = b_п h_п \gamma_к, \quad (9.157)$$

где $\gamma_к$ — плотность клина, г/см³.

Масса части головки зуба между демпферным пазом и клином на 1 пог. см

$$m_г = \frac{a+S}{2} t \gamma_с, \quad (9.158)$$

где $\gamma_с = 7{,}8$ г/см³ — плотность стали.

Центробежная сила меди, изоляции и клина на 1 пог. см, кгс/см

$$C_1 = A\,[(m_м + m_и)\;R_м + m_к R_к], \quad (9.159)$$

где

$$A = 11{,}2\left(\frac{n_{исп}}{1000}\right)^2; \quad (9.160)$$

$$R_м = \frac{D_a}{2} - h_к - \frac{h_п - h_к}{2}; \quad (9.161)$$

$$R_к = \frac{D_a - h_к}{2}. \quad (9.162)$$

Составляющая центробежной силы меди, изоляции и клина, действующая на зуб., кгс/см, определяется по формуле

$$C_2 = C_1 \frac{\cos(\beta - \varphi)}{2\cos\beta}. \quad (9.163)$$

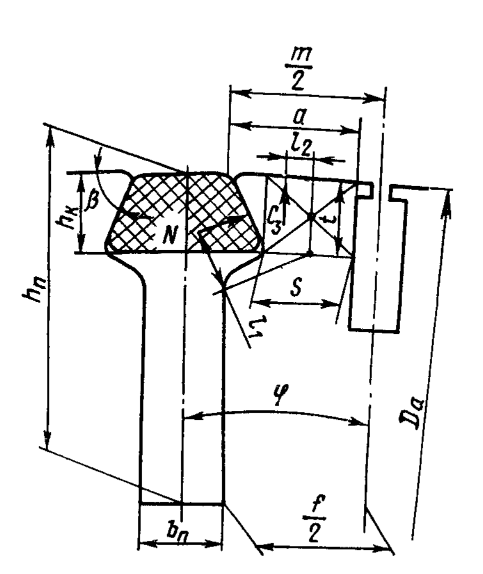


Рис. 9.19

Центробежная сила головки зуба, кгс/см

$$C_3 = A m_г R_г, \quad (9.164)$$

где $R_г$ — радиус центра тяжести головки зуба, см.

Центробежная сила содержимого демпферного паза, кгс/см

$$C_д = A R m_д, \quad (9.165)$$

где $m_д$ — масса меди в демпферном пазу на 1 пог. см;
R — радиус центра тяжести демпферного стержня, см.

Напряжение, кгс/см², в сечении шириной S

$$\sigma_{раст} = \frac{C_2 + C_3 + 0{,}5C_д}{S}. \quad (9.166)$$

Сила реакции клина

$$N = C_1/(2\cos\alpha), \quad (9.167)$$

где α — угол среза клина у основания.

Изгибающий момент, кгс · см, в сечении S от силы N

$$M_1 = N l_1, \quad (9.168)$$

где l_1 — расстояние от силы N до линии центра тяжести, делящей S пополам.

Изгибающий момент, кгс · см, от ц. б. с. части головки зуба между демпферным пазом и клином

$$M_2 = C_3 l_2, \quad (9.169)$$

где l_2 — расстояние между силой и центром тяжести сечения.

Суммарный изгибающий момент в сечении шириной S

$$\Sigma M = M_1 + M_2. \quad (9.170)$$

Напряжение изгиба, кгс/см², в сечении S

$$\sigma_{изг} = 6\;\Sigma M/S^2. \quad (9.171)$$

Суммарные напряжения, кгс/см², в сечении S головки зуба

$$\Sigma\sigma = \sigma_{раст} + \sigma_{изг}. \quad (9.172)$$

Масса зубца с головкой на 1 пог. см, кг/см

$$m_з = \frac{m+f}{2} h_п \gamma_с. \quad (9.173)$$

Радиус центра тяжести зубца, см

$$R_з = \frac{1}{2}(D_a - h_п). \quad (9.174)$$

Центробежная сила зубца, кгс/см

$$C_4 = A m_з R_з. \quad (9.175)$$

Напряжение в основании зубца, кгс/см²

$$\sigma_f = (C_2 + C_4)/f. \quad (9.176)$$

Допускаемое напряжение $\sigma_{доп} = 1200$ кгс/см².

§ 37.3. Расчет клина и узла короткозамыкающее кольцо — бандажное кольцо — стержни асинхронного двигателя

Расчет клиньев. При расчете клиньев *2* (рис. 9.20) для подклиновки стержней *1* ротора асинхронного двигателя необходимо знать диаметр центра тяжести стержня $D_с$, см, массу стержня m, кг, разгонную частоту вращения ротора $n_{исп}$, об/мин, а также материал клиньев и его предел прочности σ_B. Центробежную силу, развиваемую стержнем, можно найти, подставляя эти величины в формулу (9.93).

Принимая, что нормальное давление клина должно превышать центробежную силу в 2 раза, и учитывая, что стержень подклинен двумя парами клиньев, находят нормальное давление клина на стержень от запрессовки

$$N = 2\ C/2 = C. \tag{9.177}$$

Усилие запрессовки клина

$$P = N\ [\operatorname{tg} \rho_1 + \operatorname{tg}\ (\alpha + \rho_2)], \tag{9.178}$$

где ρ_1 — угол трения клина по стержню;
α — угол подъема клина;
ρ_2 — угол трения между клиньями.

На основании опытных данных

$$\operatorname{tg} \rho_1 + \operatorname{tg}\ (\alpha + \rho_2) = 0{,}4.$$

Принимая допускаемое напряжение для шпоночной стали, из которой изготавливают клинья $\sigma_{доп} = 1500$ кгс/см², определяют необходимую площадь поперечного сечения клина, см²

$$F = P/\sigma_{доп}. \tag{9.179}$$

Расчет узла короткозамыкающее кольцо — бандажное кольцо — стержни. При расчете этого узла исходят из следующих допущений:

при определении деформаций бандажного кольца *2* (рис. 9.21) воздействием стержней ротора на короткозамыкающее кольцо *1* пренебрегают;

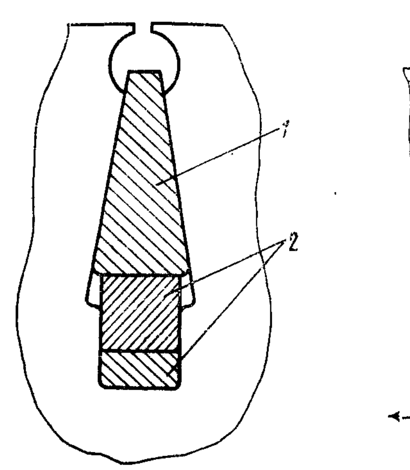
выкручивание короткозамыкающего кольца отсутствует;

предполагается, что предварительная деформация стержней ротора *3*, вызываемая нагревом короткозамыкающего кольца при пайке ротора, отсутствует;

бандажное кольцо не нагревается;

податливость зубцов ротора отсутствует;

деформация сердечника ротора от собственных ц. б. с. отсутствует.



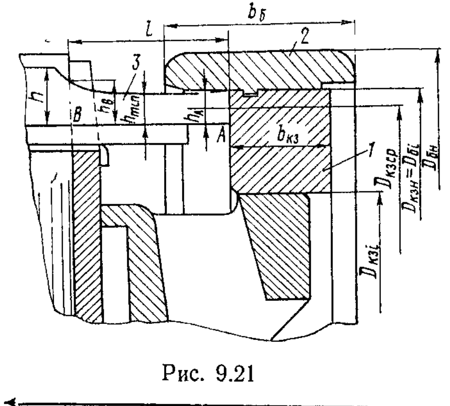


Рис. 9.21

Рис. 9.20

Основные обозначения, принятые в расчете (см. рис. 9.21) следующие:

$D_{бi}$ — внутренний диаметр бандажного кольца, см;
$D_{бн}$ — наружный диаметр бандажного кольца, см;
$b_б$ — ширина бандажного кольца, см;
$D_{кз\,i}$ — внутренний диаметр короткозамыкающего кольца, см;
$D_{кз\,н}$ — наружный диаметр короткозамыкающего кольца, см;
$b_{кз}$ — ширина короткозамыкающего кольца, см;
$D_{кз\,ср}$ — средний диаметр короткозамыкающего кольца (по центру тяжести конца стержня), см;
$b_{кз\,д}$ — ширина посадочной поверхности короткозамыкающего кольца, см;
l — длина вылета стержня, см;
h_{min} — минимальная высота стержня в лобовой части, см;
a, b — размеры стержня, см;
S_{min} — минимальная площадь поперечного сечения стержня в лобовой части, см²;
H_{max} — максимальный натяг посадки бандажного кольца, см;
$n_{исп}$ — испытательная частота вращения вала двигателя, об/мин.

Расчет рассматриваемого узла начнем с определения коэффициента деформации бандажного кольца по внутреннему диаметру от ц. б. с. собственной массы

$$\kappa''_б = 1{,}9\alpha_б\, D^3_{бн}\,(4{,}48 + \alpha^2_б)\,10^{-9}, \tag{9.180}$$

где

$$\alpha_б = D_{бi}/D_{бн}. \tag{9.181}$$

Коэффициент податливости бандажного кольца, см/тс

$$\lambda''_б = 1{,}51\cdot 10^{-6}\,\frac{1}{b_б}\left[\frac{1+\alpha^2_б}{1-\alpha^2_б} + 0{,}27\right]. \tag{9.182}$$

Коэффициент деформации короткозамыкающего кольца по наружному диаметру

$$\kappa'_{кз} = 3{,}86\ D^3_{кз\,ср}\ (4{,}88\ \alpha^2_{кз} + 1)\ 10^{-9}, \tag{9.183}$$

где

$$\alpha_{кз} = D_{кз\,i}/D_{кз\,ср}. \tag{9.184}$$

Коэффициент податливости короткозамыкающего кольца по наружному диаметру, см/тс

$$\lambda'_{кз} = 290\cdot 10^{-6}\,\frac{1}{b_{кз}}\left[\frac{1+(\alpha'_{кз})^2}{1-(\alpha'_{кз})^2} - 0{,}32\right]. \tag{9.185}$$

Здесь

$$\alpha'_{кз} = D_{кз\,i}/D_{кз\,н}. \tag{9.186}$$

Температурный натяг короткозамыкающего кольца при пуске

$$\Delta = \Delta t_к \alpha \frac{D_{кзср}}{2}, \qquad (9.187)$$

где $\Delta t_к$ — превышение температуры короткозамыкающего кольца; условно принято $\Delta t_к = 85° C$;

α — коэффициент линейного расширения короткозамыкающего кольца.

Увеличение диаметра бандажного кольца, см, под воздействием теплового расширения короткозамыкающего кольца

$$\Delta\delta_1 = \Delta\lambda''_б / (\lambda''_б + \lambda'_{кз}). \qquad (9.188)$$

Увеличение диаметра бандажного кольца, см, под воздействием собственных ц. б. с.

$$\Delta\delta_2 = \frac{\kappa''_б}{2}\left(\frac{n_{исп}}{1000}\right)^2. \qquad (9.189)$$

Увеличение диаметра бандажного кольца, см, под действием ц. б. с. короткозамыкающего кольца

$$\Delta\delta_3 = \frac{(\kappa'_{кз} - \kappa''_б)\lambda''_б}{2(\lambda''_б + \lambda'_{кз})}\left(\frac{n_{исп}}{1000}\right)^2. \qquad (9.190)$$

Суммарное значение

$$\delta_б = \Delta\delta_1 + \Delta\delta_2 + \Delta\delta_3. \qquad (9.191)$$

Усилие в бандажном кольце, тс

$$Q_{об} = 2\delta_б / \lambda''_б. \qquad (9.192)$$

Приведенное давление, кгс/см², по поверхности соприкосновения от воздействия тепла и вращения

$$P_{об} = 1000 Q_{об} / (\pi D_{бi} b_б). \qquad (9.193)$$

Максимальное напряжение, кгс/см², в бандажном кольце от воздействия тепла и вращения.

$$\sigma'_б = P_{об}\frac{1+\alpha_б^2}{1-\alpha_б^2}. \qquad (9.194)$$

Усилие в бандажном кольце от максимального предварительного натяга посадки бандажных колец, тс

$$Q_б = H_{max} / (\lambda'_{кз} + \lambda''_б). \qquad (9.195)$$

Приведенное давление, кгс/см², по внутренней поверхности бандажного кольца от натяга

$$P_б = \frac{Q_б \cdot 1000}{\pi D_{бi} b_i}. \qquad (9.196)$$

Напряжения в бандажном кольце в неработающей машине, кгс/см²

$$\sigma''_б = P_б \frac{1+\alpha_б^2}{1-\alpha_б^2}. \qquad (9.197)$$

Суммарное напряжение в бандажном кольце при работе двигателя, кгс/см²

$$\sigma_б = \sigma'_б + \sigma''_б. \qquad (9.198)$$

Материал для бандажного кольца — высококачественная немагнитная сталь 60Х3Г8Н8В с $\sigma_в \geqslant 8500$ кгс/см² и $\sigma_т \geqslant 7200$ кгс/см². Допускаемые напряжения 3600 кгс/см².

Деформации и напряжения короткозамыкающего кольца. Радиальное усилие, тс, на короткозамыкающее кольцо от воздействия тепла и вращения

$$Q_{окз} = 2(\Delta - C)/\lambda'_{кз}. \qquad (9.199)$$

где

$$C = \frac{\Delta\lambda''_б}{\lambda''_б + \lambda'_{кз}} + \frac{(\kappa'_{кз} - \kappa''_б)}{2(\lambda''_б + \lambda'_{кз})}\left(\frac{n_{исп}}{1000}\right)^2. \qquad (9.200)$$

Давление, кгс/см², на наружной поверхности короткозамыкающего кольца от воздействия тепла и вращения

$$P_{окз} = \frac{Q_{окз} \cdot 1000}{\pi D_{кзн} b_{кз}}. \qquad (9.201)$$

Напряжение, кгс/см², в короткозамыкающем кольце от воздействия тепла и вращения

$$\sigma'_{кз} = P_{окз}\frac{1+\alpha_{кз}^2}{1-\alpha_{кз}^2}. \qquad (9.202)$$

Давление, кгс/см², на короткозамыкающее кольцо от посаженного с предварительным натягом бандажного кольца

$$P_{кз} = \frac{Q_б \cdot 1000}{\pi D_{кзн} b_{кз}}. \qquad (9.203)$$

Напряжение в короткозамыкающем кольце, кгс/см², неработающего двигателя

$$\sigma''_{кз} = P_{кз}\frac{1+\alpha_{кз}^2}{1-\alpha_{кз}^2}, \qquad (9.204)$$

работающего двигателя

$$\sigma_{кз} = \sigma'_{кз} + \sigma''_{кз}. \qquad (9.205)$$

Короткозамыкающее кольцо изготавливают из хромистой бронзы БрХ0,5 с пределом текучести не менее 3000 кгс/см².

Напряжения в лобовых частях стержней ротора. Момент инерции сечения стержня, см^4

$$I_{ст} = \frac{h_{\min}^3 (b^2 + 4ba + a^2)}{36 (b + a)} . \quad (9.206)$$

Величина

$$m = 3 \ \delta_б E_{кз} I_{ст}, \quad (9.207)$$

где $E_{кз}$ — модуль упругости материала короткозамыкающего кольца, кгс/см^2.

Центробежные силы единицы длины стержня в лобовой части, кгс/см

$$P = 11{,}2 S_{\min} \frac{D_{кзср}}{2} \left(\frac{n_{исп}}{1000} \right)^2 \gamma \cdot 10^{-3}. \quad (9.208)$$

Изгибающие моменты, кгс · см, действующие на стержень в месте выхода из паза (см. рис. 9.21, точка B) и в месте запайки его в короткозамыкающее кольцо (точка A):

$$\left. \begin{aligned} M_A &= \frac{2m}{l^2} - \frac{Pl^2}{12} ; \\ M_B &= \frac{2m}{l^2} + \frac{Pl^2}{12} . \end{aligned} \right\} \quad (9.209)$$

Моменты сопротивления изгибу:

$$W_A = \frac{h_A^2 (b_A^2 + 4 b_A a_A + a_A^2)}{12 (2 b_A + a_A)} ; \quad (9.210)$$

$$W_B = \frac{h_A^2 (b_B^2 + 4 b_B a_B + a_B^2)}{12 (2 b_B + a_B)} . \quad (9.211)$$

Напряжения в стержнях в точках A и B:

$$\sigma_A = M_A / W_A; \quad (9.212)$$

$$\sigma_B = M_B / W_B. \quad (9.213)$$

Оценим теперь напряжения в стержне ротора с учетом посадки бандажного кольца.

Усилие обжатия короткозамыкающего кольца при минимальном натяге, тс

$$Q = H_{\min} / (\lambda'_{кз} + \lambda''_б). \quad (9.214)$$

Деформация стержня (удвоенная), см

$$2 f_{\min} = Q \lambda'_{кз}. \quad (9.215)$$

Перемещение конца стержня при пуске двигателя, см:

$$\Delta s = \delta_б - f_{\min}, \quad (9.216)$$

$$m' = 3 \ \Delta s E_{ст} I_{ст}. \quad (9.217)$$

Изгибающий момент в точках A и B, кгс · см:

$$M'_A = \frac{2m'}{l^2} - \frac{Pl^2}{12} ; \quad (9.218)$$

$$M'_B = \frac{2m'}{l^2} + \frac{Pl^2}{12} . \quad (9.219)$$

Напряжения от изгиба в точках A и B, кгс/см^2:

$$\sigma'_A = \frac{M'_A}{W_A} ; \quad (9.220)$$

$$\sigma'_B = \frac{M'_B}{W_B} . \quad (9.221)$$

Допускаемые напряжения $[\sigma] = 2000$ кгс/см^2. Напряжения в точках A и B при неподвижном роторе, кгс/см^2;

$$\sigma_{стA} = \frac{\sigma f_{\max} E_{ст} I_{ст}}{W_{стA} l^2} ; \quad (9.222)$$

$$\sigma_{стB} = \frac{\sigma f_{\max} E_{ст} I_{ст}}{W_{стB} l^2} , \quad (9.223)$$

где $f_{\max}$ — отгиб стержня при максимальном натяге.

Используя формулы (9.218) и (9.219) и задаваясь длиной l, можно графически выполнить анализ зависимости изгибающих моментов в точках A и B от длины лобовых частей двигателя и определить наиболее эффективную длину вылета стержня с учетом габаритов.

Глава 38

КРЕПЛЕНИЕ ПОЛЮСОВ МАШИНЫ

§ 38.1. Крепление главных полюсов

На главные полюсы действуют:

касательная сила, вызванная действием вращающего момента двигателя и приложенная к поверхности полюса, обращенной к якорю;

вес полюса, приложенный к центру его тяжести;

силы магнитного притяжения полюсного сердечника к якорю (с одной стороны) и к остову (с другой).

Болты, крепящие полюсы к остову, затягивают так, чтобы противостоять действию всех этих сил. Отметим, что при расчете действием некоторых сил можно пренебречь. Действительно, как известно, сила магнитного притяжения

$$P_{магн} = (B / 0{,}5)^2 S, \quad (9.224)$$

где S — площадь поверхности притягивающихся тел, м²;

B — индукция на этой площади, Т.

Иначе $P_{магн}$ прямо пропорциональна названной площади и квадрату индукции в ее границах. Со стороны якоря эта площадь равна $l_p b_p$, а со стороны остова — $b_m l_p$; отношение их колеблется в пределах $\frac{b_m l_p}{b_p l_p} = \frac{b_m}{b_p} = 0{,}6 \div 0{,}75$. С другой стороны, индукция в сердечниках полюсов обычно равна $B_m = 1{,}4 \div 1{,}7$ Т, а в воздушном зазоре $B_\delta = 0{,}9 \div 1{,}0$ Т, т. е. отношение $\frac{B_m}{B_\delta} = 1{,}5 \div 1{,}7$. Таким образом, если силу магнитного притяжения полюса к якорю принять за единицу, то сила притяжения его к остову будет равна $(1{,}5 \div 1{,}7)^2 \; (0{,}6 \div 0{,}75) \approx 1{,}75$.

Если взять для примера двигатель ДПЭ-340, то в нем сила магнитного притяжения полюса к якорю равна 4000 кгс. Притяжение полюса к остову на основании изложенного равно $1{,}75 \cdot 4000 = 7000$ кгс, а значит не только уравновешивает притяжение полюса к якорю, но и содержит избыточную составляющую, равную 3000 кгс, что значительно превышает вес одного полюса.

Следовательно, избыточная сила магнитного притяжения полюса к корпусу полностью разгружает его болты от воздействия на них веса полюса, и названные силы в расчет можно не принимать. Таким образом, необходимо считаться лишь с той силой, которая возникает от вращающего момента двигателя. Последний берут максимальным (M_{max}) и находят из электромеханических характеристик машины применительно к току, равному двойному номинальному.

От воздействия этого момента возникают касательные силы, приложенные к сердечникам главных полюсов (рис. 9.22),

$$P_т = \frac{M_{max}}{2p\left(\frac{D_a}{2} + \delta\right)} . \qquad (9.225)$$

Воздушный зазор δ по отношению к диаметру якоря очень мал, поэтому им можно пренебречь и выражение (9.225) представить в виде

$$P_т = M_{max}/(pD_a). \qquad (9.226)$$

Из рис. 9.22 видим, что на полюс действует пара сил на плече h_m, стремящаяся повернуть полюс относительно точки B, и сила $+P_т$, стремящаяся сместить полюс относительно остова.

Болты, крепящие полюсы, должны противостоять этой паре сил и быть затянутыми так, чтобы в месте стыка сердечника с остовом образовалась сила трения, не допускающая сдвига полюса с места посадки.

Момент от пары сил $P_т h_m$ уравновешивает момент $P'_б b_m/2$, где силу $P'_б$, действующую на болты, определяют из равенства

$$P'_б b_m/2 = P_т h_m,$$

т. е.

$$P'_б = 2P_т h_m/b_m. \qquad (9.227)$$

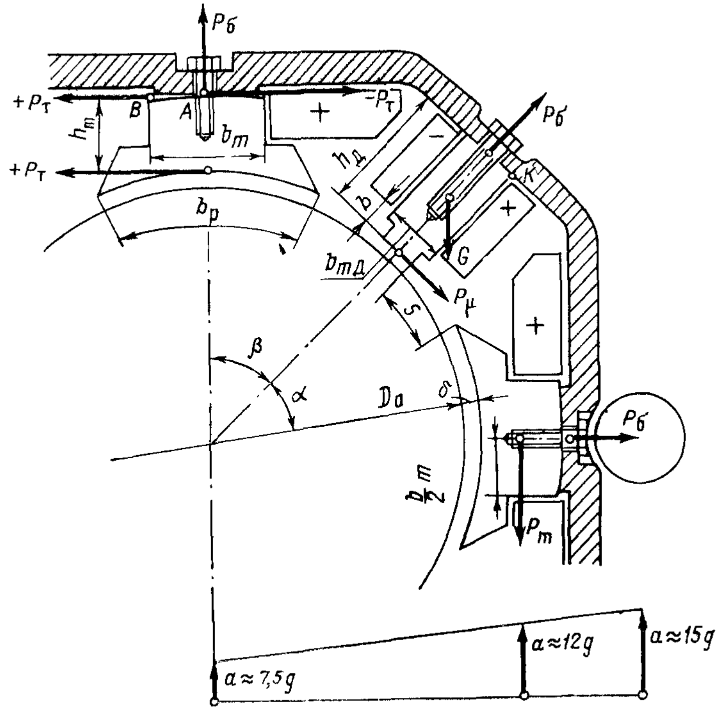


Рис. 9.22

Силу $P''_б$ дополнительного натяга, предохраняющую полюс от сдвига, определяют из выражения $P''_б f = P_т$, т. е.

$$P''_б = P_т/f, \qquad (9.228)$$

где f — коэффициент трения сердечника полюса по остову.

Указанные нагрузки на болты $P'_б$ и $P''_б$ могут возникать мгновенно и поэтому напряжения в болтах будут достигать значений, почти в 2 раза больших, чем при постепенном нарастании нагрузки. Предусматривая, таким образом, двукратный запас, расчет болтов ведут на суммарную силу, равную

$$P_б = 2\,(P'_б + P''_б),$$

или с учетом (9.227) и (9.228)

$$P_б = 2P_т\left(2\,\frac{h_m}{b_m} + \frac{1}{f}\right),$$

или, наконец, принимая во внимание (9.226),

$$P_б = 2\,\frac{кM_ч}{pD_a}\left(2\,\frac{h_m}{b_m} + \frac{1}{f}\right), \qquad (9.229)$$

где $к$ — коэффициент перегружаемости двигателя по моменту;

f — коэффициент трения; $f = 0{,}15 \div 0{,}19$.

Для опорно-осевых двигателей А. Б. Иоффе [15] предлагает, кроме этого, проверять прочность болтов главных полюсов для режимов работы на высоких частотах вращения и малых токах. Смысл этого в том, что при высоких скоростях движения локомотива двигатели подвержены большим динамическим усилиям, возникающим от прохождения колесных пар локомотива по неровностям пути.

Ускорение колесной пары, возникающее при этом и направленное практически вертикально, может быть оценено величиной $a = 15\ g$, где g — ускорение силы тяжести. Противоположная сторона двигателя (подвесные носики) ускорения практически не испытывает, т. е. $a = 0$. Принимая нарастание ускорения a от 0 до $15\,g$ линейным, получим, что это ускорение для полюса (его центра тяжести), расположенного со стороны оси колесной пары, равно приблизительно $a = 12\ g$.

Таким образом, на этот полюс действует сила P_m, определяемая массой его сердечника с обмоткой $m_п$ и ударным ускорением a. Величина этой силы

$$P_m \approx 12\ gm_п. \qquad (9.230)$$

Сила затяга болтов, кгс

$$P_б = 2\ P_m/f = 24\ gm_п/f. \qquad (9.231)$$

Расчет болтов ведут далее по большему из полученных значений $P_б$ (9.229) или (9.231). Болты располагают в один ряд посередине полюса по 2—3 шт., при большем же их числе — в два ряда. Если болты расположены в два ряда, то при выявлении силы их затяжки расчет ведут, как для болтов, расположенных по средней линии полюса в один ряд.

Общее число болтов на полюс $m_б$ и их диаметр $d_б$, см (по внутреннему диаметру резьбы), выбирают так, чтобы напряжение в них, кгс/см², не превосходило допустимого

$$\sigma_б = \frac{P_б}{\frac{\pi d_б^2}{4}\ m_б}. \qquad (9.232)$$

Материал болтов, применяемый в тяговом электромашиностроении, и его характеристика приведены в табл. 9.4. Допускаемые напряжения предусматривают, как видим из нее, четырехкратный запас по отношению к пределу текучести.

Таблица 9.4

Марка стали	Предел прочности	Предел текучести	Допускаемое напряжение
	кгс/см²		
Сталь 45 ГОСТ 1050—60	—	3 200	800
Сталь 45 с термообработкой ГОСТ 1050—60	—	5 000	1 250
Сталь 40Х ГОСТ 4543—61	10 000	8 000	2 000

§ 38.2. Крепление добавочных полюсов

Режим максимального тока. Основная сила, действующая на болты добавочных полюсов, — сила магнитного притяжения добавочных полюсов к главным P_μ, создаваемая потоком рассеяния между ними Φ_σ. Этот поток, создаваемый суммарной н. с. главных и добавочных полюсов, замыкается между их наконечниками, отстоящими друг от друга на расстоянии S. Н. с. главных $F_в$ и добавочных $F_д$ полюсов обычно почти равны между собой. Таким образом, в зоне угла β их сумма равна нулю, а в зоне угла α — $2\ F_д$.

Сопротивление потоку рассеяния, если пренебречь сопротивлением стальных участков, применительно к обозначениям рис. 9.22 равно

$$R_\mu = S/\ (\mu_0\, bl_д),$$

а поток рассеяния

$$\Phi_\sigma = 2\ F_д/R_\mu = 2\mu_0 F_д bl_д/S,$$

где $l_д$ — длина сердечника добавочного полюса.

Индукция в рассматриваемом сечении $bl_д$

$$B_\sigma = \Phi_\sigma/bl_д = 2\ \mu_0\, F_д/S.$$

Искомую магнитную силу P_μ, кгс, находят по известной формуле для подъемной силы электромагнита

$$P_\mu = (B_\sigma/0{,}5)^2\, bl_д \cdot 10^4, \qquad (9.233)$$

где B_σ — индукция, Т; b и $l_д$ — размеры в м.

Момент этой силы, опрокидывающий добавочный полюс относительно точки $к$,

$$P_\mu h_д \qquad (9.234)$$

уравновешивается силой затяжки болтов $\Sigma P_{бд}$, действующей по отношению к точке $к$ на плече $b_{mд}\ /2$, т. е. моментом

$$P_{бд} b_{mд}/2. \qquad (9.235)$$

Приравнивая (9.234) и (9.235), а также предусматривая четырехкратный запас прочности, получим

$$P_{бд} = 8\ P_\mu\ h_д/b_{mд}. \qquad (9.236)$$

Режим максимальной скорости. Этот режим учитывают для двигателей с опорно-осевой подвеской. При нем $I_\mu \approx 0$, а следовательно, и $P_\mu \approx 0$. В этом случае расчет ведут по массе добавочного полюса $m_д$ с учетом ударных ускорений $a' \approx 12\,g$. Сила, приложенная к центру тяжести полюса, кгс

$$P_{mд} = a' m_д \approx 12\, gm_д.$$

Применительно к наиболее тяжелому случаю, когда осевая линия добавочного полюса горизонтальна или близка к этому положению, аналогично выводу выражения (9.236), получим

$$P_{бд} \frac{b_{mд}}{2} = 4\ P_{mд} h_д/2,$$

откуда

$$P_{бд} = 4 P_{mд} h_д / b_{mд},$$

или округленно величина $P_{бд}$, кгс

$$P_{бд} \approx 50 m_д \frac{h_д}{b_{mд}}. \qquad (9.237)$$

Определение напряжения в болтах ведут согласно (9.232) по наибольшей из полученных сил [по (9.236) или (9.237)]. Материал и допускаемые напряжения те же, что и для болтов главных полюсов. С производственной точки зрения диаметры болтов добавочных полюсов, если это возможно, лучше выбирать такими же, как и главных.

Глава 39

РАСЧЕТ ЯКОРНЫХ И МОТОРНО-ОСЕВЫХ ПОДШИПНИКОВ

§ 39.1. Общие замечания

Наиболее напряженные подшипниковые узлы имеют тяговые двигатели с опорно-осевой подвеской, применительно к которым ниже и изложен расчет. Подшипники двигателя работают в условиях переменных тяговых режимов и значительных динамических воздействий со стороны железнодорожного пути и зубчатой передачи.

Одна из задач расчета подшипников — найти приведенное усилие, эквивалентное по эффекту усталости деталей подшипника всей совокупности приложенных переменных нагрузок. Другой задачей расчета является определение долговечности подшипника, т. е. срока службы подшипника до появления первых признаков усталости его элементов, выражающихся в усталостном выкрашивании рабочих поверхностей дорожек качения колец и роликов.

Расчетную долговечность подшипников определяют из выражения

$$C = Q\,(nh)^{0,3}, \qquad (9.238)$$

где C — коэффициент работоспособности подшипника; его значение берут из каталога [105];

Q — приведенная радиальная нагрузка, действующая на подшипник, кгс;

n — частота вращения подшипника, об/мин;

h — расчетная долговечность подшипника, ч,

Основным показателем работы локомотива, определяющим периодичность ремонтов, является его пробег. В связи с этим долговечность подшипниковых узлов можно оценивать в километрах пути, пройденных локомотивом. Расчетная долговечность якорных подшипников, км, пробега локомотива

$$L = 1810 \cdot 10^{-6} \frac{D_б}{\mu} \left(\frac{C}{Q}\right)^{10/3}, \qquad (9.239)$$

где $D_б$ — диаметр нового колеса по кругу катания бандажей, см;

μ — передаточное отношение редуктора.

Для тяговых двигателей в настоящее время требуемая расчетная долговечность должна быть не менее 3 млн. км пробега или 30—40 тыс. ч работы.

§ 39.2. Определение нагрузок на якорные подшипники

Силы, действующие на якорные подшипники, можно подразделить на четыре основные группы:

1. Постоянная нагрузка от массы якоря (ротора) m_a.
2. Переменная нагрузка от тягового усилия P_z.
3. Сила магнитного притяжения T. Заметим, что эта сила условно считается приложенной в центре тяжести ротора и ее можно получить из выражения (9.15). В практике часто принимают

$$T = 0{,}3\ D_a l_a, \qquad (9.240)$$

где $D_a l_a$ — площадь продольного сечения ротора, см².

Приложение этой силы в некоторых случаях противоречит физической картине, но идет в запас надежности.

4. Динамические нагрузки, которые возникают в результате динамических ускорений двигателя и якоря, дисбаланса якоря, неточности изготовления и износов зубчатой передачи, угловых ускорений колесной пары относительно якоря.

По месту приложения нагрузки делят на приложенные к центру тяжести якоря (такие, как вес, магнитное притяжение, силы дисбаланса и т. д.) и силы, действующие на зуб редуктора.

Определение режима работы тягового электродвигателя. За расчетный принят режим работы локомотива на условном перегоне, структура которого следующая:

Участок	I	II	III	IV	V
Путь s, км	220	120	320	120	220
Уклон i, ‰	+9,2	+4,6	0	—4,6	—9,2

Режим работы двигателя определяют следующим путем. Находят сопротивления движению состава, электровоза и суммарное сопротивление движению по формулам:

$$R_п = \left(0{,}7 + \frac{8 + 0{,}1v + 0{,}0025v^2}{q_0} + i\right) m_п; \qquad (9.241)$$

$$R_э = (1{,}2 + 0{,}025v + 0{,}0016v^2 + i)\, m_э, \qquad (9.242)$$

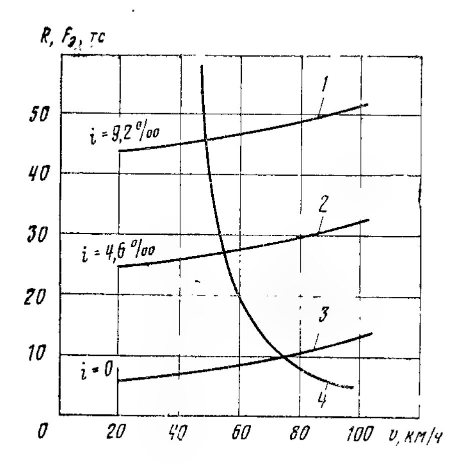


Рис. 9.23

где $m_п$ и $m_э$ — соответственно масса состава и электровоза, т; v — скорость электровоза, км/ч; i — сопротивление, кгс/т, численно равное уклону, ‰;

$$R = R_п + R_э. \qquad (9.243)$$

Для ориентировочного определения массы состава можно воспользоваться формулой

$$m_п = \frac{F_к\, m - m_э\,(R + i_р)}{R + i_р}, \qquad (9.244)$$

где $F_к$ — часовая сила тяги на одну ось, кгс; m — число осей электровоза; R — основное удельное сопротивление движению, кгс/т; принимается $R = 1{,}7$; $i_р = 9{,}2$.

По формуле (9.243) для суммарного сопротивления строят зависимости $R\,(v)$ для каждого расчетного подъема (рис. 9.23, кривые *1*, *2*, *3*). Тут же (кривая *4*) наносят номинальную характеристику электровоза $F_э\,(v)$. Точки пересечения кривой *4* с кривыми *1*, *2* и *3* определяют силу тяги $F_э$ и скорость v локомотива, работающего на данном участке с подъемом i‰.

По силе тяги локомотива с m осями находят ее значение, приходящееся на одну ось,

$$F_t = F_э/m. \qquad (9.245)$$

Зная силу тяги F_i и скорость v_i, можно найти частоту вращения n_i, об/мин, якоря двигателя и давление на зуб шестерни P_{zi}, кгс/см, на каждом участке перегона:

$$n_i = 5{,}3 v_i\, \mu / D_б; \qquad (9.246)$$

$$P_{zi} = 1{,}05 \frac{D_б\, F_i}{d_z\, \mu \eta_з\, \kappa}, \qquad (9.247)$$

где v_i — скорость локомотива на i-м участке, км/ч;
$D_б$ — диаметр круга катания бандажа ведущего колеса, м;
d_z — диаметр делительной окружности шестерни, м;
$\eta_з$ — к. п. д. зубчатой передачи;
κ — коэффициент, зависящий от типа передачи; $\kappa = 2$ — при двусторонней передаче, $\kappa = 1$ — при односторонней;
μ — передаточное отношение.

Определение нагрузки на якорные подшипники. Для определения реакций опор, т. е. сил, действующих на подшипники, необходимо составить расчетные схемы приложенных нагрузок.

Для двусторонней зубчатой передачи расчетная схема показана на рис. 9.24, *а*. Следует иметь в виду, что в этом случае наибольшие значения реакций Q_A и Q_B будут при силах P_z, направленных вниз.

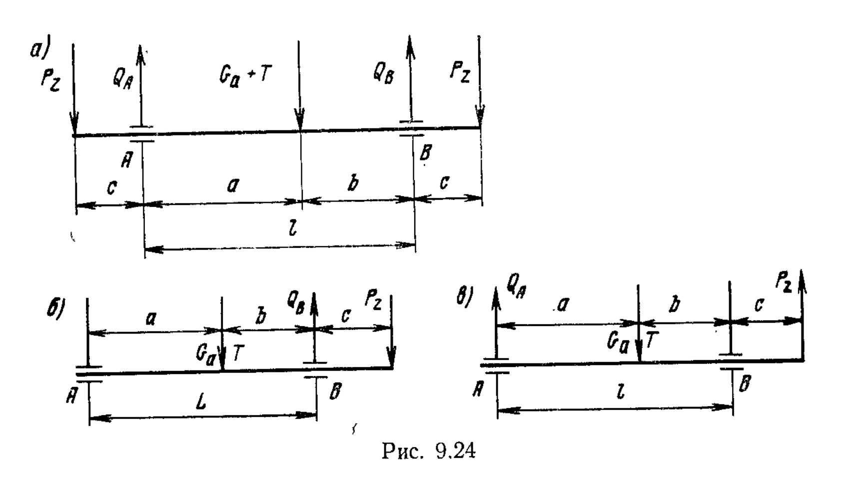


Рис. 9.24

Такое направление сил P_z обусловливает тенденцию вала прогибаться вверх, что в какой-то мере позволяет пренебречь магнитной силой T. В практике ее все же учитывают (идет в запас). Следовательно, определение нагрузок на подшипники якоря при двусторонней передаче следует вести по формулам:

$$Q_{Ai} = P_{zi} + (G_a + T)\frac{b}{l}; \qquad (9.248)$$

$$Q_{Bi} = P_{zi} + (G_a + T)\frac{a}{l}. \qquad (9.249)$$

При независимой подвеске и передаче вращающего момента через муфту в формулах (9.248) и (9.249) исчезает сила P_z и во всех случаях необходимо учитывать силу T.

При односторонней передаче реакцию опоры B находят при силе P_z, направленной вниз (рис. 9.24, *б*). В этом случае стрела прогиба между опорами A и B направлена вверх от осевой линии вала. В таком же направлении действует и магнитная сила T, т. е. встречно весу G_a. Следовательно, силой T можно было бы пренебречь, но, как правило, ее учитывают. Тогда

$$Q_{Bi} = (G_a + T)\frac{a}{l} + P_{zi}\left(1 + \frac{c}{l}\right). \qquad (9.250)$$

Реакция опоры A будет большей при силе P_z, действующей вверх (рис. 9.24, *в*). В этом случае стрела прогиба вала между опорами A и B будет направлена вниз и сила T будет действовать в том же направлении, что и G_a. Тогда

$$Q_{Ai} = (G_a + T)\frac{b}{l} + P_{zi}\frac{c}{l}. \qquad (9.250')$$

Эквивалентную нагрузку на подшипники определяют по нагрузкам на них на каждом участке i

$$Q_{экв} = \sqrt[3{,}33]{\Sigma \alpha_i \beta_i Q_i^{3{,}33}}, \qquad (9.251)$$

где α_i — отношение времени движения локомотива на участке к полному времени движения на перегоне;

β_i — отношение частоты вращения якоря двигателя на i-м участке к эквивалентной частоте вращения, т. е. $\beta_i = n_i/n_{экв}$.

$$\text{Здесь} \quad n_{экв} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} n_i t_i}{\sum_{i=1}^{i=n} t_i}.$$

Расчет полезно свести в таблицу, в которую для всех участков пути S (I—V) необходимо вписать: их длину (см. стр. 515), скорость локомотива v_i, км/ч, частоту вращения якоря n_i, об/мин, время движения t_i, ч, отношения α_i и β_i, усилия тяги на ось F_i, кгс, и нагрузку на подшипник Q_i, кгс.

Для фиксирующих (запертых) подшипников, кроме перечисленных радиальных нагрузок, на подшипники могут действовать и аксиальные усилия A.

В случае косозубой передачи

$$A = P_{zi} \operatorname{tg} \psi, \tag{9.252}$$

где $\psi = 8 \div 20°$ — угол спирали зубчатой передачи.

В случае карданного соединения

$$A = 2\mu M_н/d_{ср}, \tag{9.253}$$

где $M_н$ — номинальный вращающий момент, кгс·см;

$\mu = 0{,}15$ — коэффициент трения в шлицах;

$d_{ср} \approx d_{кв}$ — средний диаметр шлицев при кардане со шлицами, см;

$d_{ср} = 2d_{кв}$ — то же при кардане с кулачками, см ($d_{кв}$ — диаметр конца вала).

Приведенная нагрузка, кгс, на фиксирующий подшипник может быть определена по формуле

$$Q = Q_{экв}\, \kappa_д, \tag{9.254}$$

где $\kappa_д$ — коэффициент, учитывающий динамические нагрузки и зависящий от типа подвески двигателя: при опорно-осевой подвеске $\kappa_д = 1{,}5$, а при опорно-рамной (и для вспомогательных машин) $\kappa_д = 1{,}3$.

Приведенную нагрузку для свободных (нефиксирующих) подшипников определяют, исходя из того, что

$$Q = (\kappa_к\, Q_{экв} + mA)\, \kappa_д\, \kappa_T, \tag{9.255}$$

где $\kappa_к$ — коэффициент, учитывающий изменение долговечности подшипника в зависимости от того, какое из колец вращается (внутреннее или наружное). В тяговых машинах всегда вращается внутреннее кольцо. Поэтому следует принимать $\kappa_к = 1$;

m — коэффициент, учитывающий неодинаковое влияние на долговечность подшипника радиальных и аксиальных нагрузок; при однорядных шариковых подшипниках $m = 1{,}5$, при двухрядных $m = 0{,}7$, а при роликовых подшипниках с короткими цилиндрическими роликами $m = 0$. В последнем случае часто действующая осевая нагрузка не должна превышать $0{,}0022\, C$ кгс, а редко действующая — $0{,}0043\, C$ кгс;

κ_T — коэффициент, учитывающий влияние температуры подшипника; при температуре $\leqslant 100°$ С, что обычно для тяговых машин, $\kappa_T = 1$.

§ 39.3. Определение нагрузок на моторно-осевые подшипники качения

Силы, действующие на подшипники подвески двигателя, можно разделить на силы, действующие в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

В вертикальной плоскости при стоянке электровоза моторно-осевые подшипники нагружены только весом двигателя. При трогании с места и движении к ним прибавляются силы от усилия в зацеплении зубчатой передачи. При этом усилия на подшипники зависят от направления движения локомотива. Наихудшее распределение усилий происходит при движении колесной пары с электродвигателем колесной парой вперед, когда нагрузки от массы двигателя и от усилий в зубчатой передаче складываются.

В предлагаемой методике расчета рассмотрен только этот неблагоприятный случай и не учитывается так называемый «челночный» характер работы локомотива, что идет в запас надежности.

В вертикальной плоскости при движении локомотива возникают дополнительные динамические нагрузки в зацеплении зубчатой передачи и от колебаний двигателя над осью. Они учтены коэффициентом динамичности $\kappa_д = 1{,}5$.

В горизонтальной плоскости при движении действуют составляющие усилия в зубчатой передаче, а также динамические силы от осевой динамики двигателя и вследствие толчков колесной пары с электродвигателем о рельсовую колею. Эти силы учитывают коэффициентом $f = 0{,}4$ для добавочных сил, действующих в горизонтальном направлении в центре тяжести двигателя.

За расчетный режим работы моторно-осевых подшипников по тяге и скорости принят аналогичный режиму работы якорных подшипников. Тяговые усилия и скорости локомотива определяют так же, как и для якорных подшипников. Расчетная схема приведена на рис. 9.25.

Обозначения, принятые на схеме:

F — сила тяги на одну ось, кгс;
$G_{тд}$ — вес тягового двигателя, кгс;
$P_ш$ — окружное усилие зубчатой передачи, кгс;
$P_р$ — распорное усилие, кгс;
P_a — аксиальное усилие, кгс;
R' — вертикальная составляющая усилия на подшипник, кгс;
R'' — горизонтальная составляющая усилия на подшипник, кгс;
r_1, r_2 — радиусы делительных окружностей зубчатых колес, см.

Вертикальная составляющая определяется по формуле

$$R' = \frac{m_{тд}}{4} + \frac{FD_б(L - r_2)}{4r_2 L}.$$

Окружное усилие зубчатой передачи

$$P_ш = FD_б/(2r_2). \qquad (9.256)$$

Распорное усилие

$$P_р = P_ш \operatorname{tg}\alpha/\cos\beta, \qquad (9.257)$$

где α — угол зацепления; β — угол наклона зубьев.

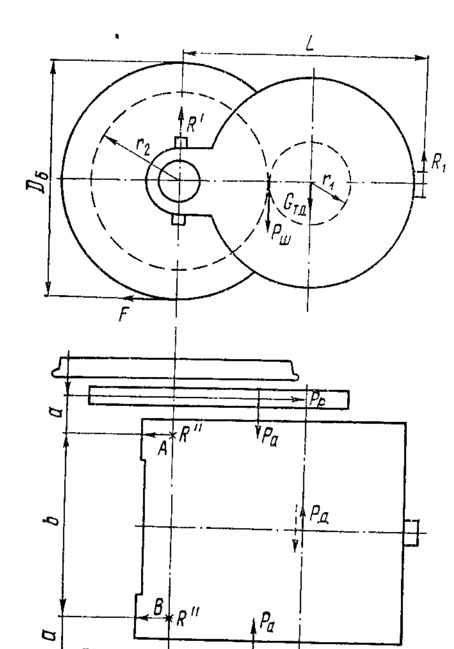


Рис. 9.25

Осевое динамическое усилие

$$P_д = fG_{тд}. \qquad (9.258)$$

Радиальная нагрузка на более нагруженный подшипник в горизонтальной плоскости

$$R''_B = P_р + P_д \frac{r_1 + r_2}{b}. \qquad (9.259)$$

При изменении направления силы $P_д$ такая горизонтальная нагрузка будет действовать на противоположный подшипник.

Результирующая нагрузка на подшипники

$$R = \sqrt{(R')^2 + (R'')^2}. \qquad (9.260)$$

Эквивалентную нагрузку $R_{экв}$ можно найти по формуле (9.251), в которую для данного случая необходимо вместо $Q_{экв}$ подставить результирующую нагрузку R_i, полученную для каждого участка по формуле (9.260). Эквивалентная частота вращения может быть получена, как и для якорных подшипников.

Эффективная осевая нагрузка

$$A = P_д/2. \qquad (9.261)$$

Условная приведенная нагрузка с учетом динамики может быть получена из выражения (9.255), если в нее вместо $Q_{экв}$ подставить $R_{экв}$.

Наиболее распространенным типом подшипников, применяемых в качестве моторно-осевых, являются двухрядные сферические роликоподшипники (в частности, тип 3003148). Это связано с довольно высокой осевой грузоподъемностью их и большим допускаемым перекосом.

Для указанного типа подшипника коэффициент приведения осевой нагрузки к радиальной $m = 4{,}5$, а коэффициент $\kappa_д = 1{,}5$.

§ 39.4. Выбор подшипников качения

Принимая долговечность подшипника $h = 30 \div 40$ тыс. ч и $n = n_{экв}$, по формуле (9.238) находят требуемый коэффициент работоспособности C. Далее, исходя из условий работы и назначения, по каталогу [105] выбирают подходящий по конструкции и размерам подшипник: свободный (серия 32000), фиксирующий или запертый (серии 62000 и 92000), с одним буртом (серия 42000) или шариковый. Следует помнить, что роликовые подшипники тяговых двигателей имеют специальное исполнение по зазорам и термообработке, в связи с чем рекомендовано при их выборе придерживаться по возможности тех, которые указаны в табл. 9.5.

Таблица 9.5

Обозначение подшипника	Внутренний диаметр, мм	Коэффициент работоспособности	Характеристика	Внешний диаметр, мм	Ширина, мм
3032310	50	100 000	Свободный	110	27
3062310	50	100 000	Запертый	110	27+8 (упорное кольцо)
3032613	65	220 000	Свободный	140	48
3062613	65	220 000	Запертый	140	48+10 (упорное кольцо)
3032413	65	240 000	Свободный	160	37
3032617	85	380 000	»	180	60
8062417	85	460 000	Запертый	210	52+14 (упорное кольцо)
8092417	85	460 000	»	210	52
8062318	90	320 000	»	190	43+12 (упорное кольцо)
8032419	95	540 000	Свободный	240	55
8032422	110	760 000	»	280	65
8032424	120	980 000	»	310	72
8032426	130	1 260 000	»	340	78

Продолжение

Обозначение подшипника	Внутренний диаметр, мм	Коэффициент работоспособности	Характеристика	Внешний диаметр, мм	Ширина, мм
8042426	130	1 260 000	С одним бортом	340	78
8022426	130	1 260 000	Свободный	340	78
8092426	130	1 260 000	Запертый	340	78
8032428	140	1 340 000	Свободный	360	82
8092428	140	1 340 000	Запертый	360	82
8042428	140	1 220 000	С одним бортом	360	82
8042328	140	800 000	То же	300	62
8042330	150	830 000 / 955 000	»	320	65
2032315	75	230 000	Свободный	160	37
2032317	85	290 000	»	180	41
8092317	85	290 000	Запертый	180	41
8032320	100	400 000	Свободный	215	47
8092320	100	400 000	Запертый	215	47
8032340	200	1 420 000 / 2 250 000	Свободный	420	80
3003148	240	1 350 000	Двухрядный сферический	360	92

Примечание. В знаменателе данные относятся к подшипникам со сферической рабочей поверхностью большого радиуса на роликах.

Глава 40

ПРУЖИНЫ ЩЕТКОДЕРЖАТЕЛЕЙ

§ 40.1. Предварительные замечания

В тяговых электрических машинах наибольшее распространение получили щеткодержатели двух типов: рычажные с винтовыми цилиндрическими пружинами и со спиральными пружинами. Задача расчета пружины—обеспечение необходимого давления на щетку во всем интервале изменения ее высоты в процессе износа. Исходными данными являются геометрические размеры щетки и щеткодержателя и давление на щетку, которое принимается равным для двигателей с опорно-осевой подвеской $p_{щ} = 0{,}30 \div 0{,}5$ кгс/см², с опорно-рамной подвеской $p_{щ} = 0{,}2 \div 0{,}35$ кгс/см².

§ 40.2. Винтовые цилиндрические пружины растяжения

Исходя из геометрических размеров щеток и принятого давления определяют номинальное нажатие на щетку

$$P = p_{щ} l_{щ} b_{щ}, \qquad (9.262)$$

где $l_{щ}$ и $b_{щ}$ — длина и ширина щетки, см;

$p_{щ}$ — давление в контакте, кгс/см².

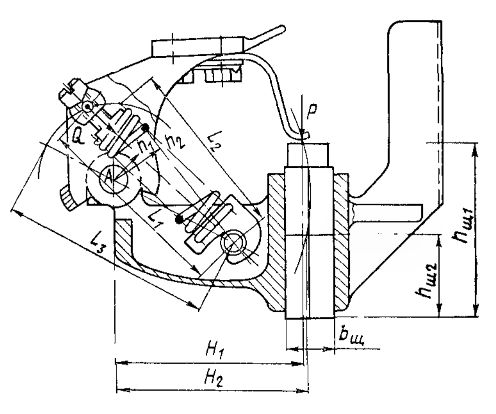


Рис. 9.26

В соответствии с намеченным эскизом щеткодержателя (рис. 9.26) определяют:

H_1 и H_2 — плечи действия силы P при новой и изношенной щетке относительно оси вращения нажимного пальца (точки A);

h_1 и h_2 — плечи действия силы Q (усиление сжатия пружины) относительно точки A при новой и изношенной щетке;

L_1 и L_2 — расстояния по оси пружины между точками ее закрепления на корпусе и обойме нажимного пальца;

L_3 — максимальное расстояние между точками закрепления пружины в мертвом положении нажимного пальца.

Осевое усилие пружины при новой щетке, кгс

$$Q_1 = PH_1/h_1. \qquad (9.263)$$

Из условия равенства давления при новой и изношенной щетке определяется усилие пружины при изношенной щетке, кгс

$$Q_2 = PH_2/h_2. \qquad (9.264)$$

Расчетная жесткость пружины, кгс/см

$$Z_р = (Q_1 - Q_2)/(L_1 - L_2). \qquad (9.265)$$

Усилие пружины при максимальном растяжении, кгс

$$Q_3 = Q_1 + Z_р (L_3 - L_1). \qquad (9.266)$$

Далее определяют геометрические размеры пружины.

Диаметр проволоки (табл. 9.6)

$$d = 1{,}6 \sqrt{\frac{Q_3 CK}{\tau_{доп}}}, \qquad (9.267)$$

где $C = D_{ср}/d$ — индекс пружины, для щеткодержателей тяговых двигателей $C = 4 \div 6$ [$D_{ср} = D_н - d$ — средний диаметр навивки пружины; задается предварительно, исходя из габаритных размеров (по диаметру) с учетом ограничений по C];

K — коэффициент кривизны витка, зависящий от индекса C:

$$K = (4C + 2)/(4C - 3); \qquad (9.268)$$

$\tau_{доп}$ — допустимые касательные напряжения в материале пружины.

Таблица 9.6

Наружный диаметр пружины, мм	Характер нагрузки	Диаметр проволоки d, мм															
		0,8		1,0		1,2		1,6		2,0		2,5		3,0	
		Q	f	Q	f	Q	f	Q	f	Q	f	Q	f	Q	f
5	с	3,26	0,59	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	у	2,2	0,39	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6	с	2,76	0,95	5,16	0,65	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	у	1,8	0,62	3,48	0,43	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7	с	2,4	1,4	4,5	0,97	7,4	0,69	—	—	—	—	—	—	—	—
	у	1,6	0,93	3,03	0,65	5,2	0,48	—	—	—	—	—	—	—	—
8	с	2,12	1,92	4,0	1,37	6,6	1,0	14,8	0,59	—	—	—	—	—	—
	у	1,4	1,27	2,7	0,93	4,5	0,68	10,0	0,40	—	—	—	—	—	—
10	с	1,71	3,2	3,23	2,35	5,5	1,8	12	1,09	22	0,70	—	—	—	—
	у	1,15	2,18	2,18	1,59	3,7	1,2	8,2	0,74	14,8	0,47	—	—	—	—
12	с	—	—	2,72	3,62	4,6	2,74	10,3	1.77	18,5	1,16	—	—	—	—
	у	—	—	1,83	2,44	3,1	1,88	6,9	1,19	12,5	0,78	—	—	—	—
14	с	—	—	—	—	3,9	4,0	8,8	2,57	16,3	1,76	29,1	1,1	—	—
	у	—	—	—	—	2,7	2,7	6,0	1,75	11,0	1,19	19,5	0,76	—	—
16	с	—	—	—	—	—	—	7,8	3,55	14,3	2,46	25,9	1,6	40,6	1,1
	у	—	—	—	—	—	—	5,3	2,42	9,7	1,66	17,4	1,09	27,5	0,75
18	с	—	—	—	—	—	—	—	—	12,9	3,30	23,0	2,2	36,8	1,5
	у	—	—	—	—	—	—	—	—	8,7	2,22	15,7	1,5	24,8	1,04
20	с	—	—	—	—	—	—	—	—	11,7	4,26	21	2,9	33,1	2
	у	—	—	—	—	—	—	—	—	7,9	2,87	14,1	1,94	22,4	1,37
22	с	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	19,3	3,7	30,7	2,6
	у	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	13	2,46	20,8	1,76
25	с	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	17,2	5	27,3	3,6
	у	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	11,5	3,33	18,5	2,43
28	с	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	24,6	4,7
	у	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	16,6	3,2
32	с	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	27,7	6,5
	у	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	14,7	4,4

Примечания. 1. Обозначения характера нагрузкн: с — спокойная; у — ударная
2. Для пружии растяжения с прицепами в виде отогнутых витков табличные значения снижают на 25%.

Для тяговых двигателей

$$\tau_{доп} = (0{,}4 \div 0{,}5)\ \sigma_B.$$

Допустимые значения $\tau_{доп}$ приведены в табл. 9.7. Таким образом, варьируя величиной C, легко определить диаметр проволоки и диаметр навивки пружины, удовлетворяющие выражению (9.267).

Расчетное число рабочих витков пружины

$$n_р = \frac{Gd^4}{8D_{ср}^3 Z_р}, \qquad (9.269)$$

где $G = 8000$ кгс/мм² — модуль сдвига стали.

Полученное число витков округляют с точностью до $^1/_4$ или $^1/_2$ витка (в зависимости от способа зацепления пружины).

По принятому числу рабочих витков $n_ф$ определяется фактическая жесткость пружины

$$Z_ф = Gd^4/(8D_{ср}^3 n_ф) \qquad (9.270)$$

и уточняются значения Q_2 и P_2 при изношенной щетке:

$$Q_2 = Q_1 - Z_ф (L_1 - L_2); \qquad (9.271)$$
$$P_2 = Q_2 h_2 / H_2.$$

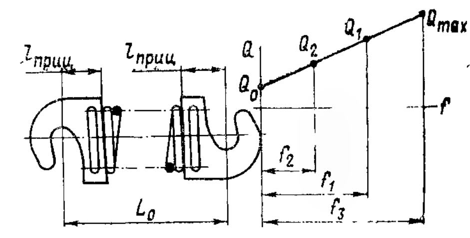


Рис. 9.27

Для построения характеристики пружины необходимо определить растяжение (ход) пружины для двух фиксированных значений нагрузки, например Q_1 и Q_2 (рис. 9.27).

При этом необходимо учитывать, что при изготовлении пружины методом холодной навивки между ее витками в ненагруженном состоянии имеется начальное давление (предварительное натяжение). Это давление может регулироваться в процессе изготовления (при навивке и термической обработке). Обычно задают предварительно

Таблица 9.7

Показатель	Сталь углеродистая пружинная марки 11, ГОСТ 9389—60 при диаметре проволоки, мм							
	0,6	0,8	1,0	1,2	1,6	2,0	2,5	3,0
Предел прочности σ_B, кгс/мм²	210	200	195	190	185	175	165	155
Допустимое напряжение при максимальной нагрузке τ''', кгс/мм²	115	110	107	104	102	96	91	85
Допустимое напряжение прн спокойной нагрузке τ'', кгс/мм²	92	88	86	84	81	77	73	69
Допустимое напряжение при ударной нагрузке τ', кгс/мм²	63	60	58	57	55	52	49	46

Примечанне. Для пружин растяжения с прицепами в виде отогнутых витков табличные значения допустимых напряжений снижают на 25%.

$$Q_0 = (0{,}2 \div 0{,}3)\ Q_3. \qquad (9.272$$

С учетом изложенного рассчитывают ход пружины:

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= (Q_1 - Q_0)/Z_ф; \\ f_2 &= (Q_2 - Q_0)/Z_ф = f_1 - (L_1 - L_2) = f_1 - L_1 + L_2; \\ f_3 &= f_1 + L_3 - L_1; \quad Q_3 = f_3 Z_ф. \end{aligned}\right\} \qquad (9.273$$

После выполненных расчетов проверяют вписываемость пружины в габариты щеткодержателя по осевой длине. Фактически эта проверка сводится к определению длины прицепов

$$2l_{приц} = L_1 - f_1 - n_ф d. \qquad (9.274)$$

Если полученная осевая длина недостаточна для размещения прицепов, то следует или несколько увеличить Q_0 или увеличить $D_{ср}$.

КОНСТРУКЦИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И МАТЕРИАЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЯГОВОМ ЭЛЕКТРОМАШИНОСТРОЕНИИ

Глава 41

КОНСТРУКТИВНОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 41.1. Предварительные замечания

Конструкция тяговых двигателей в целом и их элементов достаточно подробно описана в литературе [2, 4, 15, 106—108]. По ней интересующиеся могут ознакомиться с конструкциями машин, ранее выпускаемых нашими и зарубежными заводами. Здесь приведены некоторые сведения о конструктивном выполнении современных, в основном отечественных тяговых двигателей, помогающие в какой-то мере при выполнении курсовых и дипломных проектов и являющиеся лишь кратким дополнением к изложенному в упомянутой литературе.

§ 41.2. Примеры двигателей опорно-осевого исполнения

О конструктивном выполнении двигателей достаточно ясное представление дают чертежи их продольных и поперечных разрезов, приведенные на рис. 10.1—10.4.

На рис. 10.1 представлен электровозный двигатель постоянного тока типа НБ-407Б (*а* — продольный разрез; *б* — поперечный) ($P_ч = 755$ кВт; $U = 3000/2$ В; машина компенсированная; $2p = 6$; $\beta_{min} = 0{,}39$); на рис. 10.2 — электровозный двигатель пульсирующего тока с беспазовым якорем типа НБ-504А (*а* — продольный разрез; *б* — поперечный) ($P_ч = 790$ кВт; $U = 950$ В; $n_ч = 880$ об/мин; машина без компенсационной обмотки; $2p = 6$; $\beta_н = 0{,}96$).

Конструктивное выполнение тяговых двигателей постоянного и пульсирующего токов достаточно освещено в указанной выше литературе. Остановимся на выполнении двигателей переменного тока.

Электровозные вентильный [тип НБ-601; $P_ч = 1000$ кВт; $U_d = 1360$ В; $n_ч = 1210$ об/мин; $n_{max} = 2150$ об/мин; $f_ч = 80$ Гц; $f_{max} = 143{,}3$ Гц (см. рис. 10.3, *а* — продольный разрез; *б* — поперечный)] и асинхронный [тип НБ-602; $P_ч = 1200$ кВт; $U = 1300$ В; $n_с = 1410$ об/мин; $n_{max} = 2150$ об/мин; $2p = 8$; $f_2 = 1{,}0$ Гц; $f_н = 94$ Гц; $f_{max} = 136{,}5$ Гц (см. рис. 10.4, *а* — продольный разрез; *б* — поперечный) двигатели внешне похожи на двигатели пульсирующего тока. Статор обеих машин круглый, состоящий из литого

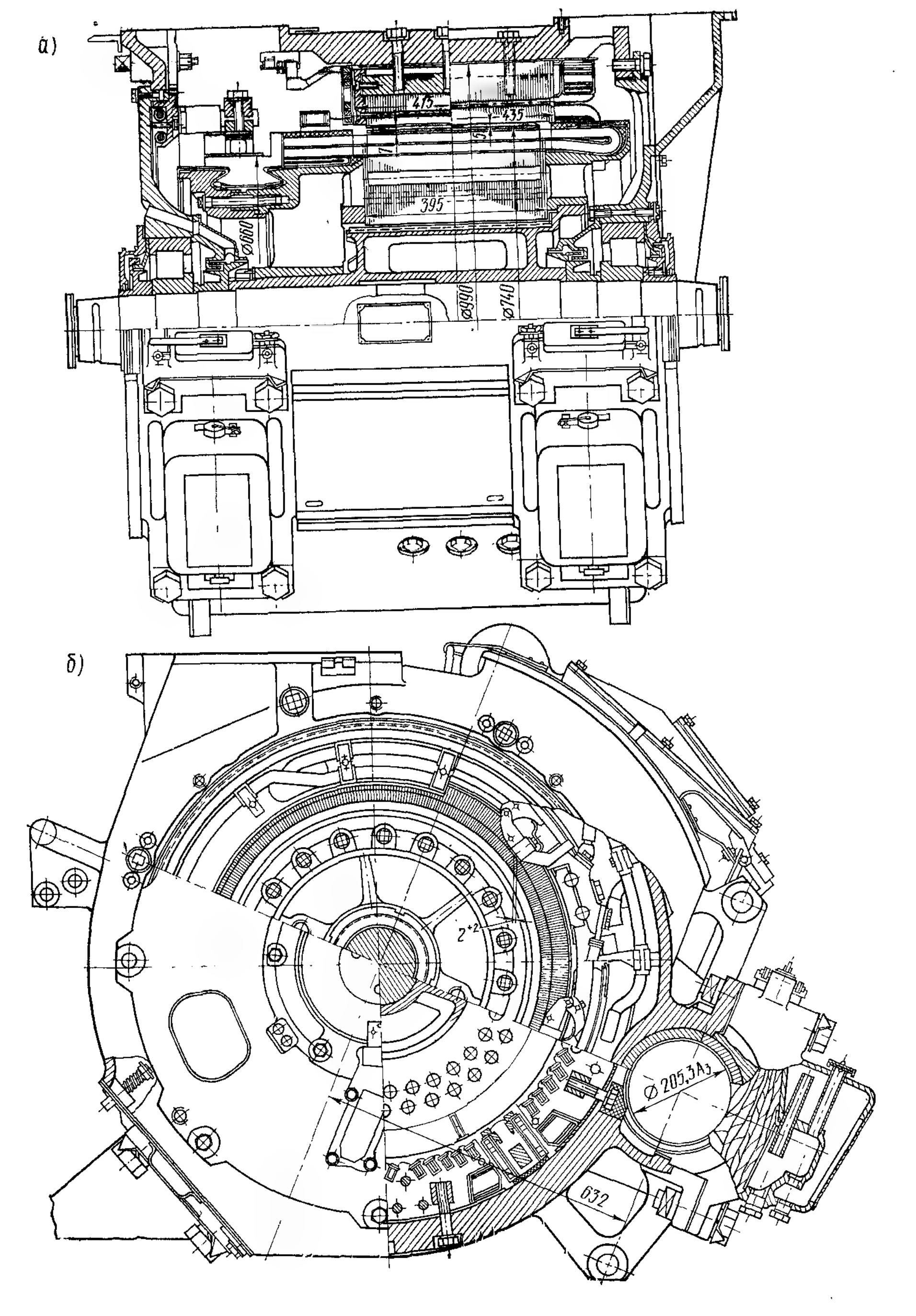


Рис. 10.1

а)

б)

Рис. 10.2

а)

б)

Рис. 10.3

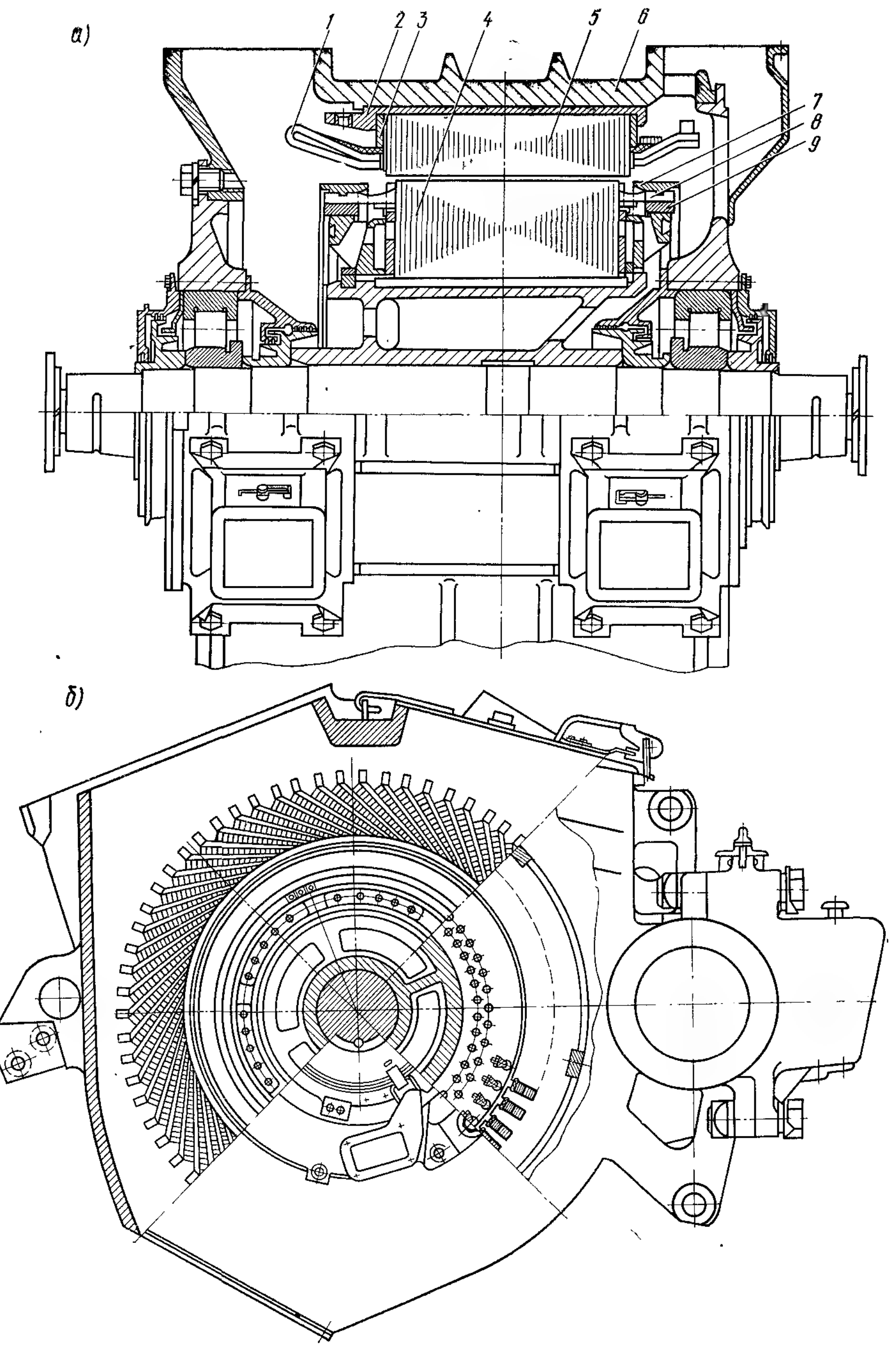


Рис. 10.4

остова 6 и впрессованного в него шихтованного пакета 5. Остов является внешним конструктивным элементом машины. Шихтованный пакет, собранный из листовой электротехнической стали марки Э1300 с массивными кольцевыми боковинами 3, стянутый приваренными к ним планками 2, служит магнитопроводом. От проворачивания в остове этот элемент статора удерживается шпонкой с шестью штифтами, вставленными в отверстия остова и накладок.

Для снижения потоков рассеяния и потерь между боковинами и шихтованным пакетом установлены немагнитные изоляционные листы.

В пазах шихтованного пакета, имеющих скос на одно пазовое деление, размещена двухслойная волновая обмотка переменного тока, корпусная изоляция которой выполнена шестью слоями вполуперекрышу стеклослюдинитовой ленты $Л_2С_{25}КС$ 0,09 × 20 мм. Крепление ее в пазах выполнено стеклопластовыми клиньями.

На наружной поверхности шихтованного пакета статора вентильного двигателя установлены в 12 точках, равномерно расположенных по фазным зонам, датчики управления двигателем (на рис. 10.3 они не показаны). Каждый датчик включает в себя одну задающую и две считывающие одновитковые обмотки из провода ПСД диаметром 1,16 мм.

Общий кабель от них выведен в коробку выводов, в которой через штепсельный разъем соединен с цепями управления электровозом.

Статор асинхронного двигателя НБ-602 (см. рис. 10.4) указанных датчиков не имеет. Пазы имеют надпазовые каналы, снижающие нагрев обмотки. Сердечник ротора вентильного двигателя выполнен шихтованным из листов Ст. 2 толщиной 1 мм. Он имеет пазы для размещения обмотки возбуждения и специальные пазы, выштампованные в зубцах, для демпферной обмотки.

Обмотка возбуждения каждого полюса состоит из трех последовательно соединенных концентрических катушек из провода марки ПСДК. Обмотки отдельных полюсов между собой также соединены последовательно. В пазах обмотку крепят дюралюминиевыми клиньями, на лобовых частях — стеклобандажами. В окна лобовых частей помещены заполнители из алюминия, предохраняющие катушки от деформаций при наложении бандажа.

Демпферная обмотка замкнута накоротко крайними медными листами сердечника ротора. Пайка всех обмоток выполнена тугоплавкими припоями ПСр-45 или ПМФ.

Возбуждение ротора осуществляется через контактные кольца, насаженные в горячем состоянии на втулку ротора с натягом 0,6—0,8 мм. От втулки они изолированы миканитом марки ФФГА толщиной 0,3 мм. Контактные кольца выполнены из хромистой бронзы БрХ 0,5. Для улучшения работы щеток они имеют на рабочей поверхности винтовую канавку 3 × 3 с шагом 12 мм.

Сердечник ротора 4 асинхронного двигателя НБ-602 (рис. 10.4, *а*) состоит из листов электротехнической стали марки Э31 толщиной 0,5 мм. Стержни ротора 8 крепят с помощью бандажных колец 7.

§ 41.3. Особенности конструкции двигателя опорно-рамного исполнения

Конструктивное решение опорно-рамных двигателей может быть различное. Ниже приведено описание двигателя НБ-501 с внутренним карданным валом (рис. 10.5, *а* — продольный разрез, *б* — поперечный). Это шестиполюсная компенсированная машина пульсирующего тока ($P_н$= 820 кВт; $U_д$ = 1000 В; n = 975 об/мин; β_{min} = 0,34).

Остов двигателя круглый, для установки на раме электровоза имеет с одной стороны в нижней своей части два опорных прилива *27*, расположенных около торцовых частей двигателя, а на другой стороне (со стороны оси, в верхней части остова) приливы *24* и *26*, на опорные поверхности которых устанавливается кронштейн *25*. Он крепится восемью болтами к остову, а своим концом опирается на поперечину тележки.

Конструктивной особенностью этого двигателя является устройство, передающее вращающий момент якоря движущей оси электровоза при помощи карданного вала *15* и двух карданных муфт: одной внешней, находящейся на стороне коллектора, и другой — на противоположной стороне, размещенной в полой втулке якоря.

Якорь своего вала, в обычном понимании этого слова, не имеет — его роль играет названная полая втулка, на которой смонтированы шихтованный сердечник якоря *2* с обмоткой *3*, обмоткодержатели *4* и *16* и коллектор *1*.

Полая втулка выполнена составной — из средней цилиндрической части *8* и прикрепленных к ней болтами боковин *7* и *14* с оттянутыми полыми хвостовиками, опирающимися на роликовые подшипники *6* и *17*, установленные в подшипниковых щитах *5* и *23*.

На внутренней цилиндрической части втулки *8* вдоль ее сделаны зубцы, входящие в шлицы, имеющиеся на наружной поверхности полого цилиндра *9*, введенного во внутреннюю полость цилиндрической втулки *8*. Цилиндр *9* может таким образом перемещаться внутри полой втулки в осевом направлении, снижая неблагоприятную аксиальную нагрузку на подшипники. Во внутренней полости подвижного цилиндра к торцовой его стенке *13* болтами прикреплены два диаметрально расположенных игольчатых подшипника *12*. В них входят пальцы крестовины *11*. Оси этих пальцев на рис.10.5 расположены вертикально. На этой же крестовине находятся еще два пальца, оси которых перпендикулярны плоскости рисунка и не показаны. Эта вторая пара пальцев входит, как и первая, в игольчатые подшипники, такие же, как и у первой пары, которые прикреплены к поводку *10*, являющемуся фланцем карданного вала *15*.

Таким образом, вращающий момент якоря через зубчатое зацепление втулки якоря с цилиндром передается через игольчатые подшипники на первую пару пальцев крестовины, а со второй пары пальцев — также через игольчатые подшипники на карданный вал через фланец-поводок.

Другой конец вала (на стороне коллектора) передает вращающий момент через вторую, внешнюю карданную муфту колесной паре.

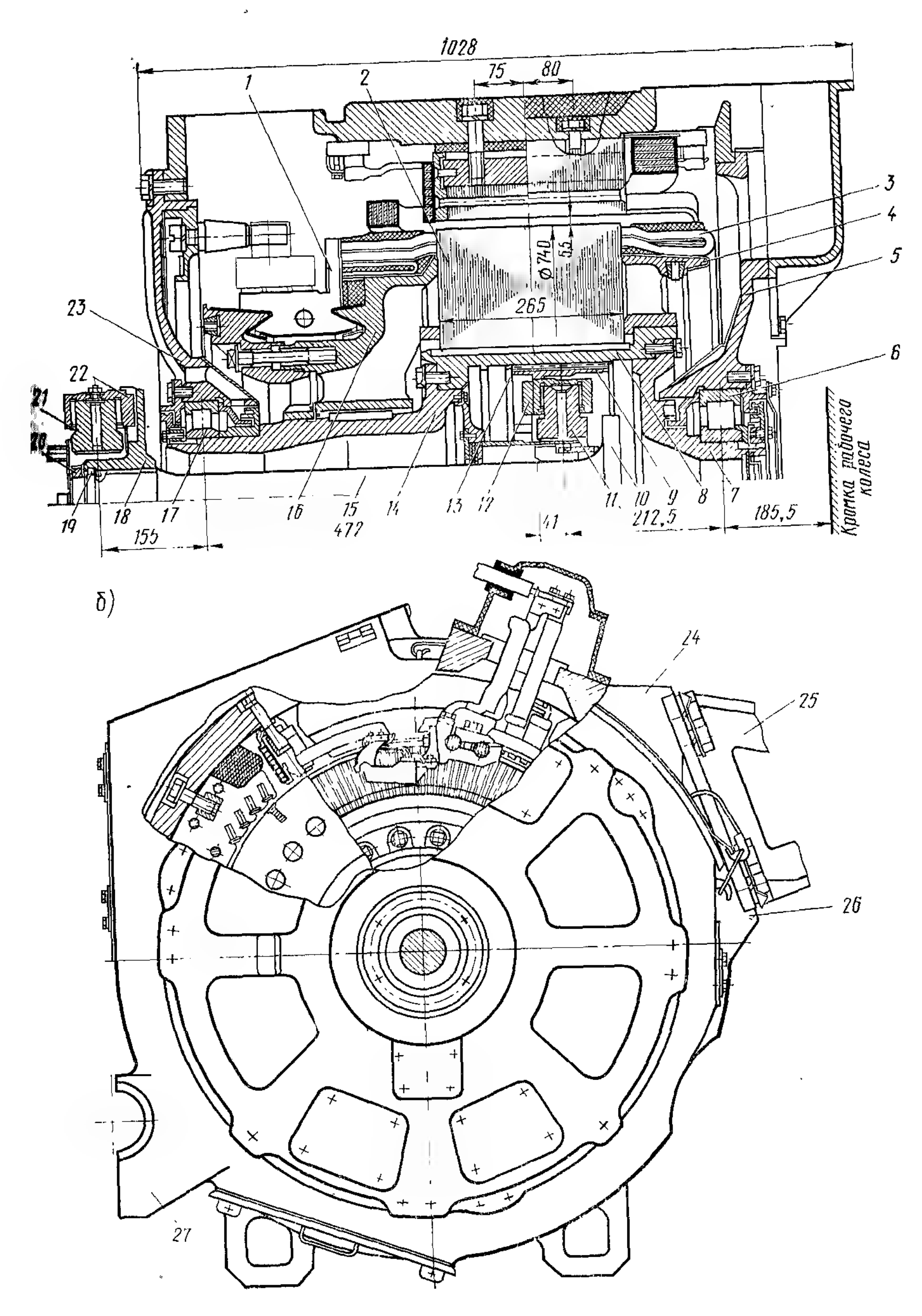


Рис. 10.5

Внешняя муфта состоит из поводка *18*, установленного на шлицы на конце вала, зафиксированного опорным кольцом *19* и глухой гайкой *20*. К поводку прикреплены два игольчатых подшипника *22*, в которые входят пальцы *21* одной пары карданного креста; вторая пара пальцев креста (на рис. 10.5 не показаны) передает вращающий момент через зубчатую передачу колесной паре электровоза.

Внутренняя полость цилиндра, в которой находится внутренняя муфта с крестовиной и игольчатыми подшипниками *12*, герметически закрыта и заполнена смазкой, смазывающей как игольчатые подшипники, так и шлицевое сцепление втулки якоря с цилиндром. Масло в этой камере служит, кроме того, амортизационной подушкой, демпфирующей вибрацию системы.

Описанная конструкция привода допускает некоторое перемещение колесной пары относительно двигателя. Вертикальное ее перемещение приводит к повороту карданного вала на небольшой угол за счет смещения подшипников на пальцах крестовин; при аксиальном перемещении колесной пары относительно якоря карданный привод перемещается за счет скольжения зубьев втулки *8* по шлицам цилиндра *9*.

Остальные_элементы машины обычные.

Глава 42

ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИИ ДВИГАТЕЛЕЙ И МАТЕРИАЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ ИХ ИЗГОТОВЛЕНИИ

§ 42.1. Остовы двигателей и детали, с ними сопрягаемые

Остовы. Стремление к снижению массы и трудность обработки привели к выполнению остовов круглой формы. Для увеличения жесткости с наружной их стороны часто делают ребра. У многих электровозных двигателей на внешней торцовой стенке остова со стороны, противоположной коллектору, предусматривают привалочную поверхность для крепления специального кожуха, образующего выходной патрубок для вентилирующего воздуха.

Внутреннюю полость круглых остовов под посадку полюсов обрабатывают проточкой, а у восьмигранных растачивают лишь места под посадку сердечников главных полюсов, а места под катушки и сердечники добавочных полюсов прострагивают. Таким образом, круглый остов более технологичен.

Узел якорных подшипников. В подшипниковый узел, встраиваемый в подшипниковый щит *10* (рис. 10.6), входят: подшипник качения *6*, упорные втулки *5* и *7*, внутренняя и наружная крышки *9* и *11* и лабиринтовое кольцо *8*.

В электровозных двигателях с опорно-осевой подвеской применяют радиальные якорные подшипники с короткими цилиндрическими

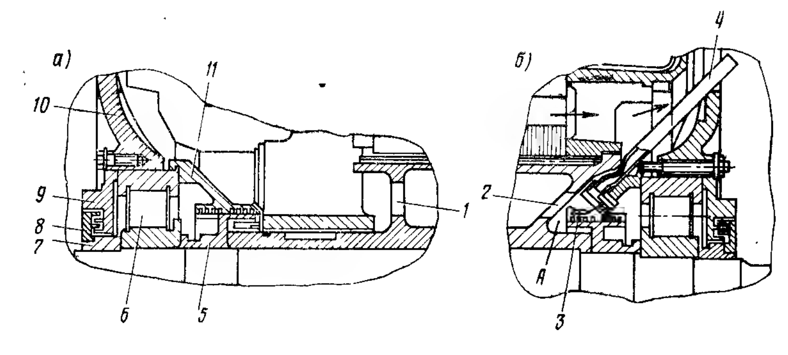


Рис. 10.6

роликами как тяжелой серии № 8042428, так и средней серии № 8042328Л1М и 8042330Л1М. Ролики этих подшипников имеют незначительную сферу рабочей поверхности, что позволяет допускать небольшие перекосы наружного кольца относительно внутреннего и облегчает условия работы подшипников в случае неточной установки их в обоих щитах. Кольца подшипников на вал и в щит посажены принудительно со взаимным смещением на 3,25 мм.

В осевом направлении подшипник *6* точно фиксируют: на валу втулками *5* и *7*, в щите — крышками *9* и *11*, которые образуют камеры для заполнения смазки. Подшипниковые крышки со щитом крепят болтами и шпильками.

В моторвагонных двигателях применяют со стороны зубчатой передачи радиальный, а с противоположной стороны радиально-упорный подшипник.

Якорные подшипники двигателей опорно-осевого исполнения работают в условиях сложного взаимодействия сил, обусловленных постоянной нагрузкой от массы якоря, переменной нагрузкой от тягового усилия, силой магнитного одностороннего притяжения, динамическими нагрузками, возникающими в результате динамических ускорений двигателя и якоря, его дисбаланса, неточности изготовления и износов зубчатой передачи, угловых ускорений колесной пары относительно якоря. При неправильной установке шестерен даже при косозубой передаче в осевом направлении имеет место динамическая нагрузка.

Надежность работы и срок службы якорных роликовых подшипников в значительной мере зависят от качества самих подшипников, их монтажа в двигателе, применяемой смазки, конструкции уплотнений.

Перекос колец подшипников от дефектов изготовления деталей и их монтажа может увеличиться еще при упругом прогибе вала якоря. В результате относительного перекоса колец даже подшипники на роликах с выпуклостями большого радиуса не исключают возможности их радиального защемления. С целью предупреждения этого и обеспечения нормальной работы подшипников необходимо обоснованно выбирать минимально допустимый радиальный зазор.

В табл. 10.1 приведены минимальные значения радиальных зазоров якорных подшипников различных размеров, применяемых в тяговых двигателях и вспомогательных машинах.

Таблица 10.1

Диаметр отверстия внутреннего кольца подшипника, мм	Радиальный зазор, мм		
	в свободном состоянии		в собранном двигателе
	для новых подшипников 8-го ряда	для подшипников, бывших в эксплуатации	
50—65	0,075	0,065	0,030
65—80	0,090	0,080	0,040
80—100	0,105	0,095	0,050
100—120	0,120	0,110	0,060
120—140	0,135	0,125	0,080
140—160	0,150	0,140	0,090
160—180	0,165	0,155	0,090
180—200	0,180	0,170	0,100

Следует подчеркнуть, что надежные подшипниковые узлы якоря иногда определяют возможность вписать двигатель заданной мощности в представляемые ему габариты, поэтому вопрос об их создании очень важен.

Уплотнение подшипниковых камер. На надежность работы подшипников большое влияние оказывает система уплотнений подшипниковых камер, которая должна исключать выдавливание смазки из подшипниковых камер и предотвращать проникновение внутрь их внешних загрязнений.

В тяговых двигателях применяют только уплотнения гидравлического типа как горизонтальные, так и вертикальные, принцип действия которых основан на образовании в зазоре гидравлических перегородок из смазки с помощью жировых канавок. Их преимущество состоит в том, что они не имеют трущихся и изнашивающихся деталей. Но их работа сильно зависит от точности выполнения зазоров в лабиринтах.

Конструктивные исполнения лабиринтовых уплотнений весьма разнообразны. В отечественном тяговом электромашиностроении с начала внедрения подшипников качения и до недавнего времени применяли наиболее простую конструкцию уплотнений (см. рис. 10.6), обеспечивавшую удовлетворительную работу подшипников. Однако применение подобной конструкции уплотнений в современных двигателях, как правило, уже не соответствует условиям работы подшипниковых узлов в процессе их эксплуатации. Объясняется это повышением максимальной частоты вращения вала двигателя на 45—75% и увеличением расхода охлаждающего воздуха на 65%. Последнее связано с повышением статического напора в коллекторной камере и увеличением скорости прохождения воздуха. Эти величины определяют характер движения воздуха в подшипниковых камерах и оказывают влияние на перемещение в них смазки. Это способствует или засасыванию редукторной и подшипниковой смазки в двигатель, или интенсивному продуванию через подшипниковые камеры загрязненного воздуха. Загрязнение же смазки продуктами износа щеток приводит к чрезмерному нагреванию подшипников, их заклиниванию и разрушению.

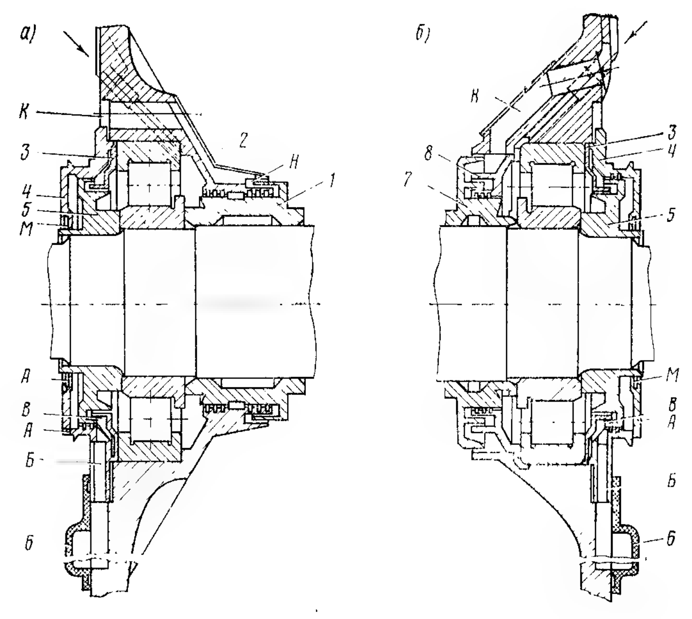


Рис. 10.7

Недостатком конструкции, приведенной на рис. 10.6, является следующее. В левой торцовой стенке втулки якоря первоначально отверстия *1* (рис. 10.6, *а*) предусмотрено не было. Продуваемый воздух, направление которого помечено стрелками, эжекторно подсасывал воздух из камеры *А* (рис. 10.6, *б*), создавая в ней разряжение, что приводило к подсосу в эту полость смазки из подшипникового узла и кожуха зубчатой передачи.

При исследовании это разряжение фиксировали микроманометром, соединенным трубкой *4* с камерой *А*.

Чтобы ликвидировать это разряжение, в передней торцовой стенке втулки были сделаны отверстия *1*. Отверстия *2* в правой стенке втулки (технологические) имелись ранее. Через отверстия *1* и *2* и внутреннюю полость втулки камера *А* оказалась соединенной с атмосферой и разряжение в ней было ликвидировано. Кроме сказанного, на внутренней крышке подшипника был установлен специальный фланец *3*, благодаря которому струя воздуха, выходящего из отверстия *2*, создавала подпор воздуха, препятствуя проникновению смазки в полость *А* из камеры подшипника.

Конструкция подшипниковых узлов, обеспечивающая необходимую надежность работы подшипников, приведена на рис. 10.7.

С внутренней стороны двигателя подшипники имеют комбинированные лабиринтово-канавочные уплотнения *7* и *8*, которые через дренажные отверстия *К* (рис. 10.7, *а*) сообщаются с атмосферой, что способствует выравниванию давления в подшипниковых камерах с атмосферным и устраняет выдавливание смазки разностью давлений, возникающей в работающей машине при продувке через нее вентилирующего воздуха. Многоходовой извилистый зазор образуется со стороны коллектора подшипниковым щитом *2* и втулкой *1*, а со стороны против коллектора — крышкой *8* и втулкой *7* (рис. 10.7, *б*). С наружной стороны подшипники имеют также комбинированные лабиринтово-канавочные уплотнения, образуемые кольцами *3*, *5* и крышкой *4*. Жировые канавки на деталях *1*, *2*, *4* и *8* заполняют смазкой. При этом канавка *М* на крышке *4* и канавка *Н* в щите *2* не должны заполняться смазкой. При работе двигателя отработанная смазка попадает в камеру *В* и выбрасывается через отверстие *Б* в крышке *4* в специальную коробку *6*, которую необходимо периодически во время добавления смазки в подшипники снимать и очищать от скопившейся в ней отработанной смазки.

Смазка в случае проникновения в подшипниковые узлы из кожуха зубчатой передачи удаляется обратно через специальные отверстия *А* в крышке *4*, а та ее часть, которая попала в камеру *В*, выбрасывается в коробку *6*.

Условия работы якорных подшипников двигателей опорно-рамного исполнения значительно легче, а конструкция узлов проще (см. рис. 10.5).

Моторно-осевые подшипники. Тяговые двигатели отечественных заводов имеют моторно-осевые подшипники скольжения. Используют конструкцию или с постоянным уровнем смазки, или с польстерной смазкой, устройство и работа которых достаточно освещены в литературе [2, 4, 106].

Ряд преимуществ по сравнению с подшипниками скольжения имеют моторно-осевые подшипники качения. Радиальные сферические двухрядные роликовые подшипники 3003148, изготовленные по ТУ 3402-Ж—61, использованы в качестве моторно-осевых на опытных электровозах ВЛ80^к с двигателями НБ-412М и НБ-418КР.

Недостаток подшипников этого типа — их большие радиальные размеры, затрудняющие вписывание в соответствующие размеры машины. Большого распространения они не получили.

Главные и добавочные полюсы. О конструкции сердечников и катушек полюсов сказано достаточно в § 11.6 и 12.6. Здесь отметим, что корпусная изоляция, применявшаяся ранее как на битумных связующих и микалентной бумаге, так и на кремнийорганических лаках со стеклоподложками, не соответствует современному техническому уровню. В настоящее время широкое применение получила изоляция типов ВЭС-2 (нагревостойкость класса В) и «Монолит-2» (класса F). Число слоев изоляции и ее толщину определяют по табл. 2.5.

Изоляцию «Монолит-2» выполняют на основе стеклослюдинитовых лент и эпоксидных компаундов, а изоляцию ВЭС-2 — из стеклослюдинитовой ленты, пропитываемой компаундом.

Изоляции этих типов характеризуются высокими и стабильными электрическими и механическими свойствами, монолитностью, теплопроводностью, адгезионной способностью и вибростойкостью. Ее коэффициент линейного термического расширения близок к коэффициенту расширения меди, электрическая прочность в 2 раза, а усилие отрыва витковой изоляции в 9 раз выше, чем стекломикалентной изоляции. Лучшая теплопроводность изоляции этих типов позволяет для двигателей с напряжением 1500, 1000 и 750 В повысить их мощность на 5; 7,5 и 10%.

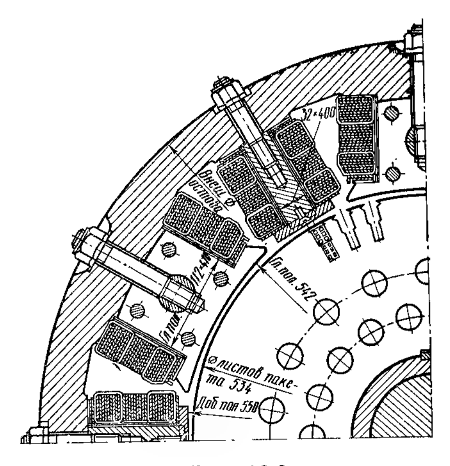


Рис. 10.8

Применение изоляции «Монолит-2» позволяет оставлять часть наружной поверхности катушки неизолированной (рис. 10.8), полностью изолируя лишь по три-четыре крайних витка. Такое исполнение позволяет в еще большей мере снижать нагревание обмоток или уменьшать сечение меди.

Наконец, следует отметить, что находит широкое применение моноблочное исполнение полюсов, когда катушку насаживают на сердечник полюса и вместе с ним выпекают, образуя единое целое.

Соединение обмоток двигателя и вывод их из остова. Соединение катушек в остове выполняют или непосредственно при помощи кабельных наконечников, которыми снабжены выходные концы катушек, или изолированными медными шинами, соединяющими выводы катушек. Выводы катушек компенсационной обмотки для соединения их между собой и с катушками добавочных полюсов снабжают гибкими элементами из провода ПЩ, несущими наконечники с хорошо выполненными контактными поверхностями. Наличие вибраций делает болтовое соединение наконечников мало пригодным. Предпочтительнее пайка наконечников тугоплавкими припоями марок ПСр 25Ф или ПМФ, исключающая ослабление соединений, работающих под током и при наличии вибраций и обеспечивающая стабильность переходного сопро-

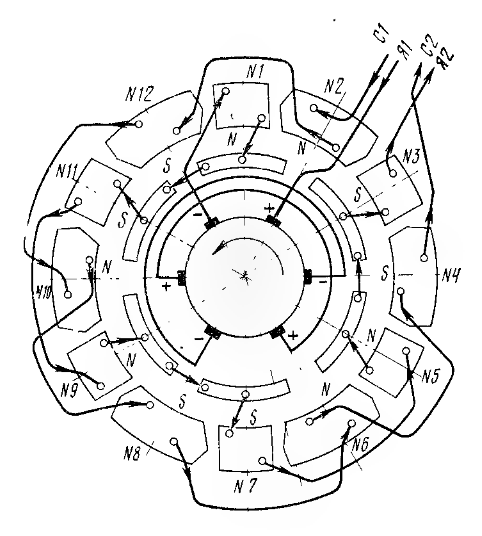


Рис. 10.9

тивления контактного пятна, предохраняя соединение от недопустимого нагрева. Перед изолировкой места соединений тщательно выравнивают замазкой. Этот тип соединения, кроме того, на 60—70% легче болтового.

Обмотки двигателя соединяют в две параллельные ветви (рис. 10.9). В первую входят катушки главных полюсов, соединяемые между собой последовательно. Выходные концы этой цепи маркируют буквами *С1* (начало последовательной обмотки возбуждения) и *С2* (конец этой обмотки).

Во вторую цепь входят последовательно соединенные обмотки якоря, добавочных полюсов и компенсационной, если она имеется. Выводные концы маркируют буквами *Я1* (начало цепи) и *Я2* (конец этой цепи).

В двигателях без компенсационной обмотки выводы цепи катушек добавочных полюсов и якоря располагают на стороне коллектора, а катушек главных полюсов — на противоположной. В компенсированных машинах выводы обеих цепей делают обычно на стороне коллектора. Выделение цепи обмотки главных полюсов в самостоятельную диктуется необходимостью реверсирования двигателя.

§ 42.2. Якоря двигателей

Вал и втулка якоря. К сведениям, изложенным в [2, 15, 106], добавим следующее.

Втулки могут выполняться как сплошными, так и полыми. Сплошные втулки имеют одностороннюю толщину 15—20 мм. Чтобы при запрессовке на вал материал сопрягаемых деталей меньше обжимался и плотность посадки не уменьшалась, втулку по длине выполняют несколькими посадочными диаметрами, разнящимися на 1—5 мм [3]. Натяг при прессовой посадке втулки на вал 0,13—0,16 мм. С соответствующими переходами по диаметру выполняют и вал. Изменение диаметра вала необходимо и для посадки на него подшипников, уплотняющих колец и пр. Число таких изменений диаметра следует иметь минимальным и выполнять их галтелями возможно большего радиуса, чтобы избежать концентрации напряжения в материале вала [3]. При достаточно больших диаметрах якоря втулку приходится выполнять полой (см. рис. 10.2).

У двигателей с внутренним карданным валом полую втулку выполняют сборной (см. рис. 10.5, *а*), состоящей из элементов *7*, *8* и *14* позволяющей заводить в ее внутреннюю полость цилиндр *9*, крестовину *11* и нужным образом герметизировать камеру, в которой размещено шлицевое зацепление цилиндра с втулкой и игольчатые подшипники крестовины (см. § 41.3).

Сердечник якоря. Сердечники шихтованные из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм с лаковой изоляцией. Для якорей с частотой перемагничивания до 40 Гц применяют сталь марок Э13, Э21, Э22. Толщина лаковой пленки (лак № 202 или 302) на сторону 0,012—0,014 мм.

Во избежание большого распушения шихтованного сердечника листы тщательно зачищают от заусениц.

Для обеспечения определенного взаиморасположения отдельных зубчатых листов друг относительно друга их набирают на шпонку.

Для повышения плотности сердечника концевые листы его выполняют из листов Ст. 2 толщиной 1 мм, сваренных попарно точечной сваркой. Таких сдвоенных листов с каждой стороны шихтованного пакета располагают 3—4 шт., постепенно меньшего диаметра, образуя ступенчатую конструкцию.

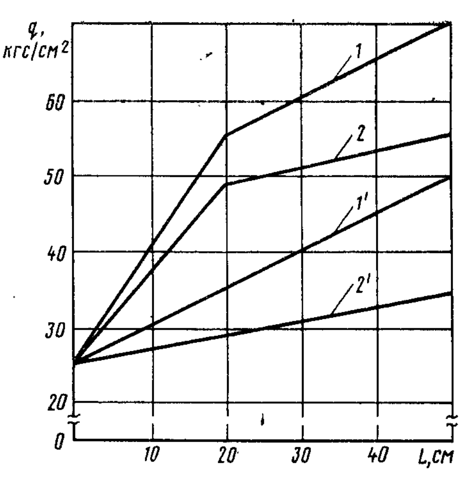
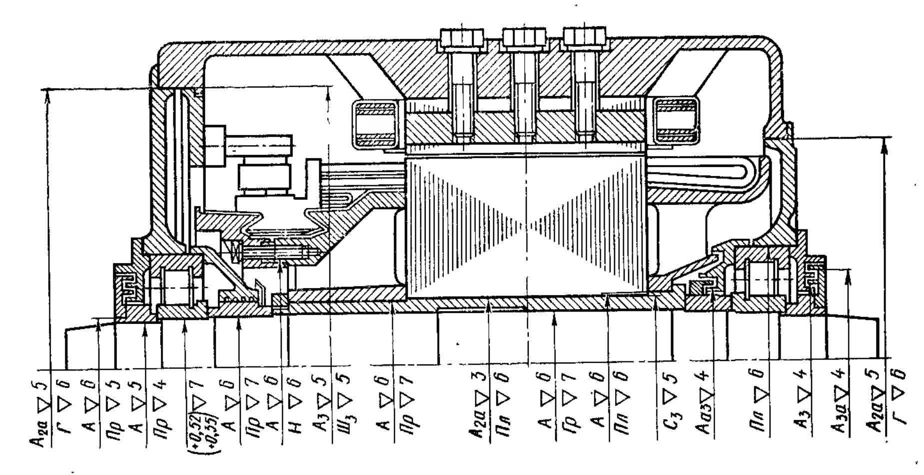


Рис. 10.10

Для предохранения углов катушек обмотки от повреждения пазы якоря с обеих сторон сердечника на длине 15 мм от его торцов уширяют на 1 мм.

Пазы якоря на всем их протяжении обрабатывают на протяжном станке с помощью клинообразной протяжки, у которой ширина отдельных зубьев отличается на 0,02 мм. Затем пазы тщательно опиливают.

Давления при шихтовке сердечников якорей выбирают в соответствии с рис. 10.10 в зависимости от длины сердечника якоря. При прессовой посадке пакета на вал или втулку якоря пользуются линией *1*, а при напряженной посадке — линией *2*. Для допрессовки пакета давления принимают по линиям *1'* и *2'*.


Рис. 10.11

Посадка всех деталей на вал бесшпоночная — прессовая или горячая. Схема посадок и чистота поверхностей сопрягаемых деталей приведены на рис. 10.11.

Обмотка якоря. Обмотка якоря электровозных двигателей практически всегда петлевая с уравнителями первого рода, расположенными чаще всего на стороне коллектора. Обмотка якоря моторвагонных двигателей, как правило, простая волновая.

Секции обмотки якоря всегда одновитковые с цельными головками, выполняемые из меди МГМ.

Об изоляции обмотки и раскладке ее проводников в пазу см. § 7.3. Следует подчеркнуть применение в наши дни для обмотки якоря полиамидной пленки толщиной 4—6 микрон. Использование ее резко повышает заполнение пазов медью и, улучшая теплоотвод, позволяет сокращать размеры якоря, а следовательно, и всего двигателя. При вертикальной раскладке проводников в пазу заполнение паза медью лучше, чем при горизонтальной.

В последнее время применяют изолированный провод марки ПЭТВСД, что существенно повышает технологичность и надежность работы двигателей.

Стержни обмотки беспазового якоря подразделяют как по высоте, так и по ширине (см. § 21.2). Наилучшее заполнение обмоточного пространства беспазового якоря получается при двухслойной сплошной укладке проводников (рис. 10.12), так как при этом нет корпусной изоляции между катушками обмотки, лежащими в одном слое. На рис. 10.12: *1* — стеклобандаж; *2* — слой верхних проводников катушек обмотки; *3* — витковая изоляция; *4* — покровная изоляция; *5* — межслойная изоляция; *6* — слой нижних проводников катушек; *7* — корпусная изоляция; *8* — сердечник якоря. Обмотку беспазового якоря выполняют с изоляцией «Монолит-2». На рис. 10.13 приведен вид беспазового якоря в процессе укладки обмотки, где хорошо видны как катушки обмотки, так и фиксирующие прокладки.

При использовании изоляций типов «Монолит-2» или ВЭС-2 для предотвращения вытекания из катушек обмотки пропиточного компаунда создают специальный защитный слой из фторопласта толщиной $0{,}03 \times 2 \times 2 = 0{,}12$ мм на каждой полукатушке.

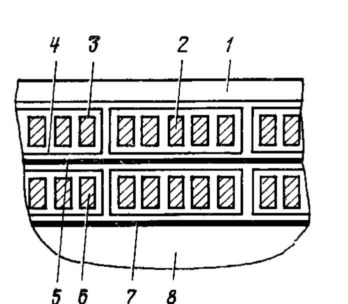
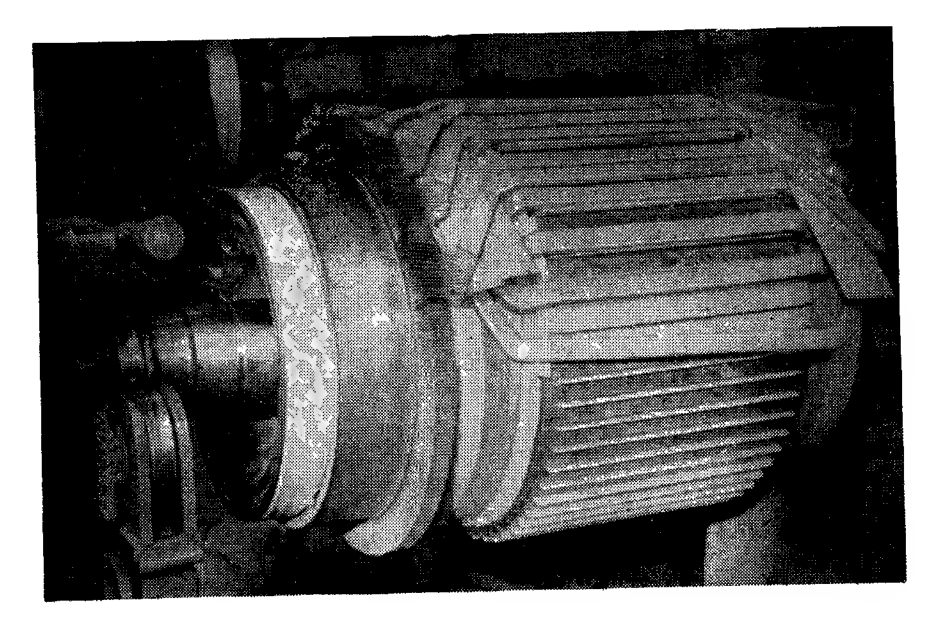


Рис. 10.12

Корпусную изоляцию лобовых частей обмотки зубчатого якоря выполняют меньшей толщины, чем пазовой. Это уменьшение толщины изоляции по выходе сторон катушек из пазов делают не сразу, а ступенями, как это показано на рис. 10.14, в соответствии с данными табл. 10.2.

Крепится обмотка зубчатых якорей в пазовых частях клиньями, а на лобовых частях — стеклобандажами. При использовании изоляции «Монолит-2» благодаря


Рис. 10.13

ее высокой адгезионной способности обмотка якоря столь надежно связывается со стенками пазов, что представляется возможным высоту клина уменьшить на 30—35%.

Обмотка беспазового якоря крепится стеклобандажами как на сердечнике якоря, так и на лобовых частях.

Коллекторы. Коллекторы тяговых двигателей работают вблизи предела использования материалов и технологических возможностей. Это заставляет применять материалы с наиболее высокими механическими характеристиками и вести изготовление коллекторов в целом и заготовку их элементов с максимальной точностью.

К достаточно подробным данным о коллекторах в [2, 4, 15, 106] добавим следующее.

Механические свойства меди М1 сильно ухудшаются при нагревании; одновременно снижается износостойкость коллектора. С этим следует серьезно считаться, так как при пайке температура может достигать 320° С. Улучшение приносят различные присадки к меди. На рис. 10.15 приведены данные по твердости коллекторной меди различных марок в зависимости от температуры: *1* — с присадкой (0,9÷

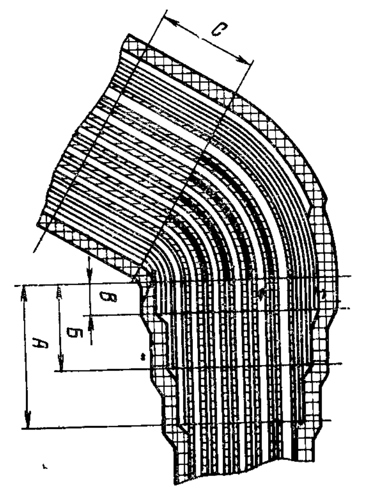


Рис. 10.14

Таблица 10.2

Показатель (см. рис. 10.15)	Напряжение, В		
	700—1200	1200—2000	2000—3000
Общее число слоев вполуперекрышу пазовой изоляции	3	4	6
Лобовая часть катушек:			
длина участка *А*, мм	40	50	70
» » *Б*, мм	30	40	50
» » *В*, мм	20	30	30
число слоев изоляции	1	1	2
Прямой участок катушки от края сердечника якоря до угла катушки, мм (размер *С*)	16	22	32

÷1,2)% Kd; *2* — с присадкой (0,16÷0,21)% Mg; *3* — меди М1 без присадки; *4* — с присадкой (0,07÷0,11)% Ag. Осваивают и проверяют коллекторы с присадкой хрома и циркония. В результате этих работ предполагается повысить твердость до 125—130 *НВ*, а предел прочности — до 50 кгс/мм². Это должно обеспечить возможность длительной надежной работы коллекторов при окружной скорости до 60 м/с.

При выборе марки коллекторной меди следует учитывать износостойкость коллекторов в процессе их работы в эксплуатации. Для этой цели полезным может быть рис. 10.16, на котором приведены результаты данных по износу коллекторов двигателей НБ-418К6 и НБ-504А на электровозах ВЛ80ᵀ, полученных ВЭлНИИ в эксплуатации и научно обработанных инж. В. Г. Щербаковым.

Из рис. 10.16 следует, что размер выработки рабочей поверхности коллекторов зависит как от марки меди, так и от коммутационных свойств двигателей. Так, например, после пробега $220 \cdot 10^3$ км выработка коллектора компенсированного тягового электродвигателя НБ-418К6 с зубчатым якорем из меди марки МС с присадкой серебра (кривая *1*) является наибольшей и составляет 136 мк, а коллектора беспазового некомпенсированного НБ-504А — только 87 мк (кривая *6*). Для их коллекторов из кадмиевой меди (кривые *2* и *7*) выработка соответственно достигает 80 и 57 мк. Кривые *3*, *4* и *5* характеризуют выработку коллекторов электродвигателя НБ-418К6 соответственно из магниевой, циркониевой и циркониевой термоупрочненной меди.

В конструктивном отношении надо иметь в виду следующее. При высоте профиля пластины более 105 мм петуш-

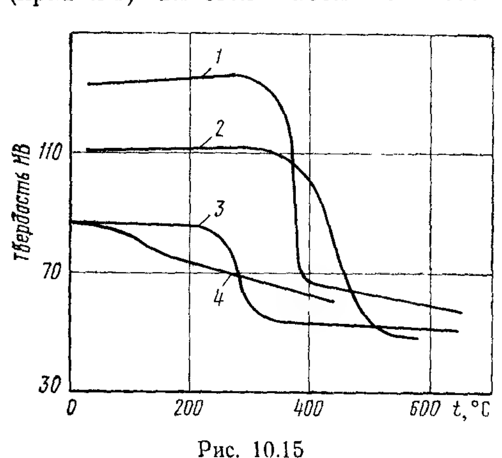


Рис. 10.15

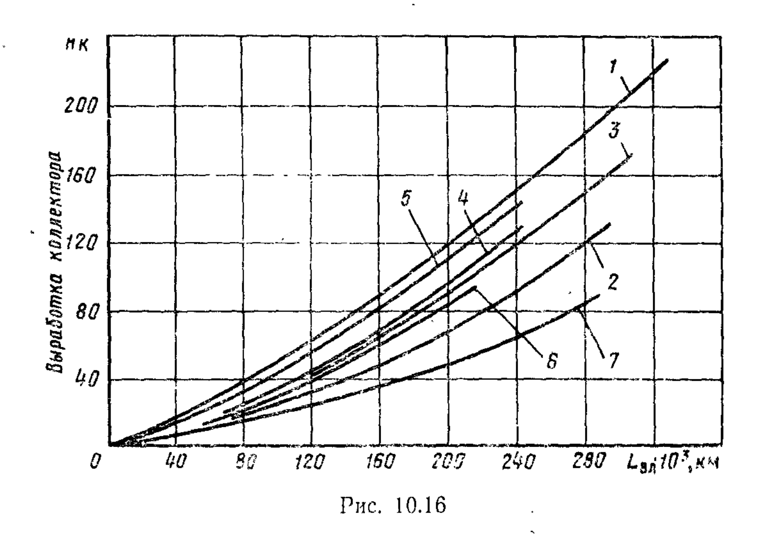


Рис. 10.16

ки пластин целесообразно выполнять приварными. Ширину шлица в петушках следует делать на 0,25—0,30 мм больше толщины концов проводников обмотки якоря с учетом слоя полуды на них в пределах 0,05 мм и на стенках шлица 0,2 мм на обе стороны.

Толщину щечки коллекторной пластины у основания шлица глубиной более 20 мм обычно принимают не менее 0,85 мм.

Для уменьшения массы коллекторной пластины часто в средней ее части делают круглое отверстие.

§ 42.3. Узлы токосъема

Щетки. Наилучшими свойствами обладают электрографитированные щетки из материала на сажевой основе с мелкодисперсной структурой, развитой и равномерно распределенной пористостью и высокой теплопроводностью.

Наиболее широкое применение в отечественных двигателях нашли щетки марок ЭГ-2А, ЭГ-74А и ЭГ-61. Лучшей из них является последняя. Вольт-амперные характеристики названных типов щеток приведены на рис. 10.17: *1* — для ЭГ-61; *2* — для ЭГ-2А; *3* — для ЭГ-74А. Щетки, имеющие большее переходное падение напряжения, обеспечивают больший запас по коммутации.

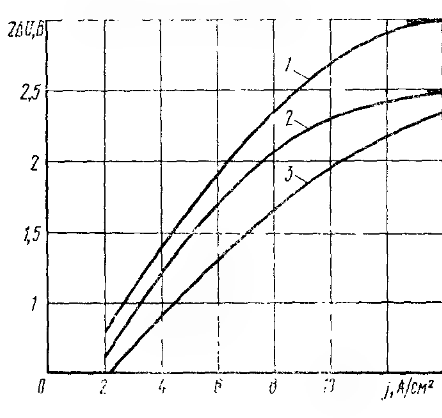


Рис. 10.17

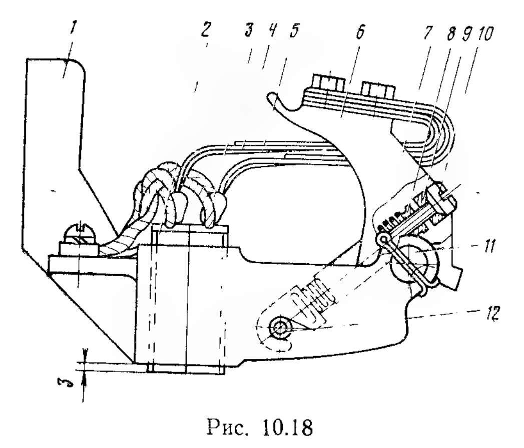


Рис. 10.18

Представление о качестве щеток отдельных марок дает табл. 10.3, в которой за базовую принята щетка ЭГ-61. Коэффициенты износа даны в относительных единицах.

В последнее время нашла применение хорошо себя зарекомендовавшая щетка ЭГ-38.

Для надежной работы двигателей электровозов щетки должны удовлетворять следующим требованиям: иметь износостойкость не менее $200 \cdot 10^3$ км пробега электровоза, высокую прочность, обеспечивать минимальные потери на коллекторе, хороший контакт при окружных скоростях коллектора до 60 м/с и при наличии вибраций, не вызывать повышенного износа и затяжки пластин коллектора, надежно работать при плотностях тока в контакте до 16 А/см² при часовом токе и до 30 А/см² при перегрузках.

Таблица 10.3

Относительный коэффициент износа	Щетки						
	ЕСт-14	ЭГ-61	RE-59N	ЭГ-74А	ЭГ-2А	ЭГ-74	ЕСт-6749N
	ЧС4			ВЛ80к	ВЛ60	ЧС2	
Щеток	0,74	1,0	1,34	1,26	1,46	1,22	1,33
Коллектора	1,26	1,0	0,216	1,68	2,48	2,12	1,1

С целью увеличения сопротивления для токов в короткозамкнутой секции от несбалансированной э. д. с. щетки при ширине более 16 мм выполняют, как правило, разрезными.

Щеткодержатель. Конструкции щеткодержателей со спиральными пружинами, имевшими ранее широкое применение, присущ целый ряд недостатков. В настоящее время используют более совершенную конструкцию с витыми цилиндрическими пружинами (рис. 10.18), обеспечивающую очень незначительное изменение давления на щетку *2* во всем диапазоне допустимого ее износа.

В окне корпуса щеткодержателя *1* устанавливают разрезные щетки *2*, на которые через резиновые амортизаторы *3* листовыми рессорами *4* и *5* передается корпусом нажимного устройства *6*, сидящим на валике *11*, давление от пружины *7*. Один конец этой пружины зафиксирован на опорном стержне *12*, а другой сухарем *8*. Давление на щетку регулируется винтом *10* со стопорной планкой *9*.

РАЗДЕЛ ОДИННАДЦАТЫЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ МАШИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛОКОМОТИВОВ

Глава 43

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 43.1. Высоковольтные вспомогательные машины

Общие замечания. Мощность вспомогательных машин относительно невелика: двигатели компрессоров имеют 15—30 кВт, вентиляторов 20—55 кВт, генераторов рекуперации — до 100 кВт.

Общий ход электромагнитного, коммутационного и теплового расчетов такой же, как и тяговых двигателей, поскольку эти машины — разновидность машин постоянного тока. Однако они имеют ряд особенностей, которые необходимо учитывать при проектировании.

Высокое напряжение на коллекторе и относительно небольшая мощность обусловливают небольшой номинальный ток. В связи с этим применяют простые волновые обмотки якоря ($2a = 2$), а секции выполняют многовитковыми: от $w_c = 2$ до $w_c = 9 \div 10$ (меньшее число витков при бóльших токах). Обычно применяют круглый провод диаметром 0,86—1,5 мм, имеющий собственную изоляцию типов ПЭЛШД, ПБД (класс А); ПСД, ПЭТВСД (класс F).

При больших диаметрах проводов ширина шлицев коллекторных пластин значительна и целесообразно применение прямоугольных проводов. Обычно их применяют при токах более 30 А. Вспомогательные машины выполняют четырехполюсными, так как в двухполюсном исполнении чрезмерно возрастают размеры и масса.

Из-за высокого напряжения на коллекторе увеличивают диаметр последнего, чтобы понизить средние межламельные напряжения до 35—40 В. Это вызывает соответственно увеличенный диаметр якоря (при малой длине сердечника) и относительно большие для этих маломощных машин габариты и массу двигателя.

Благодаря малой мощности, большому активному и особенно индуктивному сопротивлению якорных секций эти машины обладают достаточной устойчивостью против возникновения круговых огней на коллекторах, несмотря на повышенные вдвое по сравнению с тяговыми двигателями средние межламельные напряжения. Для повышения этой устойчивости полюсное перекрытие выбирают небольшим — не более 0,55 — 0,59. Вследствие слабой реакции якоря коэффициент устойчивости получается большим (2—3 и более), поэтому воздушный

зазор между главным полюсом и якорем можно делать относительно небольшим: 3—4 мм.

При проектировании этих двигателей особенное внимание уделяют обеспечению достаточной надежности при пуске. В отличие от тяговых двигателей вследствие малой мощности при пуске этих машин может быть допущен пусковой ток, в несколько раз превосходящий номинальный.

Чтобы не было чрезмерного искрения вследствие быстрого насыщения магнитной цепи добавочных полюсов или отставания потока добавочного полюса от нарастания тока, двигатели выполняют со «вторым» воздушным зазором между остовом и сердечником добавочного полюса. Для ограничения пускового тока последовательно с двигателем включают резистор. Практика позволяет дать следующую рекомендацию по выбору его сопротивления:

$$I_{\text{пуск}} = \frac{U}{R_{\text{пуск}} + r_{\text{д}}} \leqslant 6I_{\text{н}},$$

где U — напряжение на коллекторе; $r_{\text{д}}$ — суммарное омическое сопротивление обмоток двигателя; $R_{\text{пуск}}$ — дополнительное пусковое сопротивление.

Опыт показывает, что полученный ток $I_{\text{пуск}}$ в действительности за счет индуктивности обмоток двигателя снижается еще приблизительно на 30—35%. Так как нормально двигатель-компрессор работает в повторно-кратковременном режиме (обычно ПВ = 50%, цикл 5 + 5 мин), пусковой резистор оставляют постоянно включенным (иногда его называют демпфером).

У двигателей привода вентилятора и генераторов рекуперации пуски относительно редки, поэтому пусковой резистор включают так, чтобы он частично или полностью автоматически отключался по достижении валом двигателя определенной частоты вращения. В этом случае полезно увеличивать сопротивление пускового резистора, так как потери энергии на его нагрев незначительны.

Если вспомогательные высоковольтные двигатели постоянного тока предназначены для работы на электровозах переменного тока и питаются выпрямленным пульсирующим током от вторичной обмотки трансформатора через выпрямитель, то последовательно включают сглаживающий реактор такой индуктивности, чтобы пульсации тока не превышали 30%.

Эффективное средство улучшения коммутации при пульсирующем токе для таких машин — создание в коммутируемых секциях трансформаторной э. д. с. надлежащей величины и ориентации, что может быть достигнуто выбором оптимального постоянного активного сопротивления, шунтирующего обмотку возбуждения, по режиму наилучшей коммутации. Но очень глубокое шунтирование отрицательно влияет на пусковые режимы, увеличивая бросок тока. Поэтому, кроме упомянутого второго зазора, целесообразно и такое конструктивное мероприятие, как применение шихтованных сердечников добавочных полюсов. Однако в каждом конкретном случае нужно выполнять расчет небалансных э. д. с. на пульсирующем токе и моделирование пусковых режимов по аналогии с тяговыми двигателями.

Магнитные и тепловые нагрузки. Обычно вспомогательные машины имеют следующие номинальные режимы:

двигатель-вентиляторы — продолжительный;

двигатель-компрессоры — повторно-кратковременный (ПВ = = 50%, цикл 5 + 5 мин);

двигатель-генераторы — 40—60 мин (электрические и магнитные нагрузки выбирают соответственно этим режимам).

Воздушный зазор между главным полюсом и якорем обычно не превосходит 3,5—5,0 мм; зазор — равномерно расходящийся $\delta_{\text{кр}}/\delta_0 = 2{,}0$. Насыщения стальных участков магнитной цепи выбирают так, чтобы полный коэффициент насыщения был 1,5—1,8. Вследствие более высокой по сравнению с тяговыми двигателями частоты вращения индукции в номинальном режиме в зубцах и теле якоря принимают, ориентируясь на построенные двигатели, в следующих пределах:

Зубцы якоря	до 2,0	Т
Спинка »	» 1,2	»
Сердечник главного полюса	» 1,4—1,5	»
Остов	» 1,3	»
Выход (из полюса в остов)	» 1,4	»

Устанавливая тепловые нагрузки, ориентируются на следующие рекомендации (для продолжительного режима):

якорь

тепловой фактор $Aj_a \leqslant 1000$ А²/(см·мм²) — для изоляции класса А; $Aj_a < 1500$ А²/(см·мм²) — для изоляции класса В;

полюсные катушки

плотность тока $j_{\text{к}} = 2{,}4 \div 2{,}6$ А/мм² — для изоляции класса А; $j_{\text{к}} = 3{,}3 \div 3{,}6$ А/мм² — для изоляции класса В.

Для кратковременного или повторно-кратковременного режима указанные нормы повышают приблизительно на 10%. Основные параметры вспомогательных двигателей электровозов постоянного тока приведены в табл. 11.1.

Обмотка якоря и укладка ее в пазы. Конструирование обмотки якоря имеет следующие особенности. Поскольку применяют волновые обмотки, то стремятся выбирать число коллекторных пластин на паз нечетным и равным 3; 5; 7 и 9, чтобы не иметь мертвых секций. При заполнении паза витки каждой многовитковой секции располагают вертикально один под другим.

Ниже приведен пример заполнения паза приводного двигателя генератора рекуперации НБ-436М с изоляцией класса В на 3300 В относительно земли, имеющего следующие обмоточные данные якоря:

Число пазов	$Z = 49$
» витков в секции	$w_{\text{с}} = 4$
Проводник ПЭТВСД (ТУ 16-505.353- -72):	
без изоляции	∅ 1,16
с изоляцией	∅ 1,51
Число элементарных пазов (коллекторных пластин) в реальном пазу	$u_{\text{к}} = 7$

Заполнение паза (рис. 11.1) *по ширине,* мм

Медь *6* с витковой изоляцией	$1{,}51 \times 7 = 10{,}6$
Изоляция корпусная:	
Лента *2* стеклослюдинитовая ЛСІК-110СТ (ТУ 16-503.074—70) толщиной 0,11 мм, шириной 20 мм, шесть слоев вполуперекрышу	$0{,}11 \times 6 \times 2 \times 2 = 2{,}64$
Лента *3* фторопластовая электроизоляционная Ф-4ЭО (ГОСТ 12508—67) толщиной 0,03 мм, шириной 25 мм, один слой встык	$0{,}03 \times 1 \times 2 = 0{,}06$
Наружная изоляция — лента *4* стеклянная электроизоляционная (ГОСТ 5937—68) толщиной 0,1 мм, шириной 20 мм, один слой встык	$0{,}1 \times 2 = 0{,}2$
Пазовая изоляция *5* — стеклоткань толщиной 0,3 м (коробочка)	$0{,}3 \times 2 = 0{,}6$
Зазор на укладку	0,1
Ширина паза в свету	$b_п = 14{,}2$
» » » штампе	$b'_п = 14{,}4$

Заполнение паза по высоте, мм

Медь *6* с витковой изоляцией	$1{,}51 \times 4 = 6{,}04$
Прокладки *7* между слоями — кабельная бумага К-120 (ГОСТ 645—67) толщиной 0,12 мм	$0{,}12 \times 3 = 0{,}36$
Изоляция корпусная:	
лента *2* стеклослюдинитовая	$0{,}11 \times 6 \times 2 \times 2 = 2{,}64$
лента фторопластовая *3*	$0{,}03 \times 1 \times 2 = 0{,}06$
Наружная изоляция — лента *4* стеклянная	$0{,}1 \times 2 = 0{,}2$
Высота секции	9,3

Высота паза, мм

Нижняя секция	9,3
Верхняя секция (с миканитовой прокладкой *1* под бандаж)	$9{,}3 + 0{,}5 = 9{,}8$
Прокладка *1* между секциями (миканит 0,5 мм)	0,5
Прокладка *1* на дно паза (миканит 0,5 мм)	0,5
Пазовая изоляция (коробочка)	0,3
Место под бандаж	2,6
Высота паза в свету	$h_п = 23$
» » » штампе	$h'_п = 23{,}2$
Отношение $h'_п/b'_п = 23{,}2/14{,}4 = 1{,}61$	

Чтобы пазы не получались слишком широкими и мелкими (при числе элементарных пазов в реальном более семи), что приводит к увеличению длины сердечника, применяют следующий способ укладки проводников в пазу: выбирают четное число коллекторных пластин на паз (8; 10; 12 и т. д.) и располагают проводники в два слоя по высоте 4×2, 5×2, 6×2 и т. д., чтобы паз получился глубже и у́же. В этом случае мертвые секции неизбежны. Обмотку в пазах крепят стеклобандажом.

Обмотка полюсов. Для придания рабочим характеристикам определенных свойств высоковольтные двигатели преобразователей рекуперации проектируют со смешанным возбуждением: на главных полюсах располагают независимую и последовательную обмотки. Например, у приводных двигателей генераторов рекуперации эти обмотки включают согласно для получения более жесткой скоростной характеристики.

Рис. 11.1

Катушки главных полюсов у двигателей последовательного возбуждения (двигатель-вентилятор, двигатель-компрессор), а также последовательные катушки у двигателей смешанного возбуждения изолируют относительно земли на 3000 В. Независимые обмотки двигателей смешанного возбуждения получают питание от цепи управления (обычно 50 В) и соответственно снижается уровень их изоляции.

Таблица 11.1

Параметр	Двигатель вентилятора ДК-403Г	Двигатель компрессора ДК-404А	Двигатель генератора рекуперации ДК-401В	Двигатель вентилятора НБ-430А	Двигатель компрессора НБ-431А	Двигатель генератора рекуперации НБ-436М	Двигатель вентилятора ТЛ-110М
Номинальная мощность, кВт	18	13,5	67	30,3	21	40,7	53,1
Напряжение, В	3000	3000	3300	3000	3000	3300	3000
Ток, А	7,8	6	24,5	14	9,5	15	20,6
Частота вращения, об/мин	1250	900	1160	800	440	1290	995
Диаметр якоря, мм	353	354	457	423	423	423	423
Длина якоря, мм	150	150	240	275	180	180	340
Число пазов якоря	45	45	45	49	49	49	43
Диаметр коллектора, мм	310	310	410	390	390	390	390
Число коллекторных пластин	315	315	359	343	343	343	343
$e_{ср} = 2pU_к/K$, В	38,1	38,1	36,8	35	35	38,5	35
Число коллекторных пластин на паз	7	7	8	7	7	7	8
Число витков в секции якоря	5	7	2	3	7	4	2
Линейная нагрузка, А/см	111	119	122,5	108,5	172	155	106,2
Тепловой фактор Aj_a	744	615	732	485	1410	1095	664

Обмотку независимого возбуждения проектируют следующим образом. После расчета магнитной системы и определения суммарной н. с. возбуждения $F_в$ находят н. с. независимой обмотки, обычно

$$F_{нез} = (0{,}5 \div 0{,}6)\, F_в.$$

При заданном напряжении питания независимой обмотки

$$U_{нез} = I_{нез}\, r_{нез}.$$

Так как

$$I_{нез} = F_{нез}/w_{нез} \quad и \quad r_{нез} = 2pl_{ср}\, w_{нез}/(\lambda_м\, q_{нез});$$

$$U_{нез} = \frac{F_{нез}}{w_{нез}}\, 2p\, \frac{l_{ср}\, w_{нез}}{\lambda_м\, q_{нез}} = \frac{2pl_{ср}\, F_{нез}}{\lambda_м\, q_{нез}},$$

откуда

$$q_{нез} = \frac{2pl_{ср}\, F_{нез}}{\lambda_м\, U_{нез}} \quad и \quad F_{нез} = \frac{U_{нез}\, q_{нез}\, \lambda_м}{2pl_{ср}},$$

где $I_{нез}$, $r_{нез}$, $w_{нез}$ и $l_{ср}$ — соответственно ток, сопротивление, число витков и средняя длина витка независимой обмотки;

$q_{нез}$ и $\lambda_м$ — соответственно сечение и удельная проводимость медного проводника.

Катушки добавочных полюсов, естественно, изолируют на то же напряжение, что и якорь. Как и при проектировании тяговых двигателей, полюсные катушки предварительно размещают на вычерчиваемом эскизе магнитной цепи.

При этом учитывают увеличение размеров (распушение) катушек по сравнению с арифметической суммой толщин меди и изоляции вследствие упругости обмоточной меди, неплотного прилегания витков, пропитки и компаундирования изоляции. Практика показывает, что размер, полученный суммированием меди и изоляции по ширине, следует увеличивать на 17—20%, а размер, полученный суммированием меди и изоляции по высоте, — на 10—15%.

Ниже приведен расчет габаритов катушек независимого возбуждения электродвигателя-возбудителя НБ-436М.

Пример расчета катушки независимого возбуждения. Согласно электромагнитному расчету получено необходимое число витков катушки независимого возбуждения $w_{нез} = 234$, ток возбуждения $I_{нез} = 10,4$ А.

Выбираем сечение меди по ГОСТ 7019—71. Провод ПСД без изоляции 1,81 × 2,1, с изоляцией 2,16 × 2,4, площадь сечения проводника 3,59 мм². Плотность тока

$$j_{нез} = I_{нез}/q_{нез} = 10,4/3,59 = 2,9 \text{ А/мм}^2.$$

Намотку производят на широкую сторону провода. Корпусной изоляцией служит стеклослюдинитовая лента толщиной 0,13 мм, шириной 25 мм ЛС40Ру-ТТ по ТУ 16-603.030—69. Изолированная катушка помещена на полюс и совместно с полюсом залита эпоксидным компаундом ЭМТ-1 (ТУ ОТН.504.002—71).

Высота катушки, мм

Медь с витковой изоляцией (13 витков) .	13×2,4=31,2
Лента стеклослюдинитовая, три слоя вполуперекрышу	0,13×2×3×2=1,56
Всего	32,76
Высота катушки с распушением 10% . .	36,0

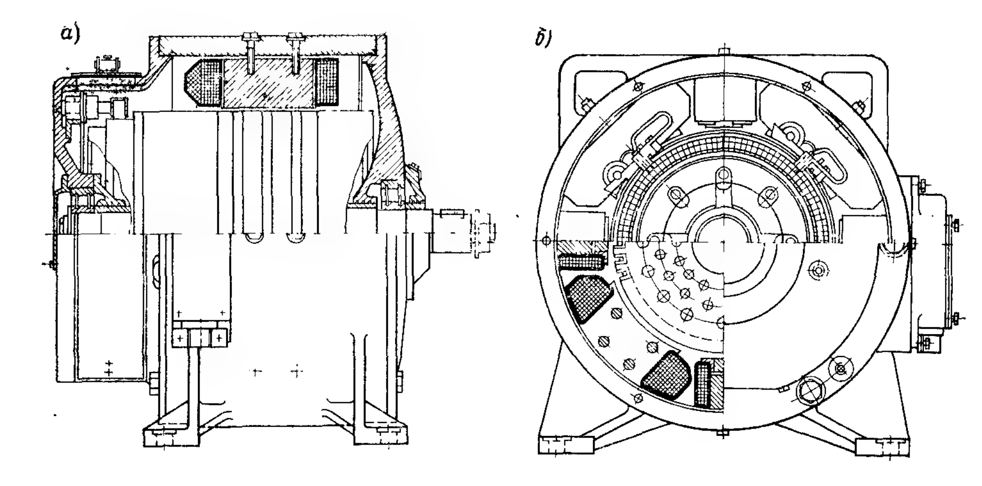


Рис. 11.2

Ширина катушки, мм

Медь с витковой изоляцией (18 слоев) . .	18×2,16=38,8
Лента стеклослюдинитовая, три слоя вполуперекрышу	1,56
Всего	40,36
Ширина катушки с распушением 17% . .	47,2

Для полюсных катушек, рассчитанных на напряжение 3000—3300 В относительно земли, корпусную изоляцию выполняют шестью слоями стеклослюдинитовой ленты толщиной 0,13 мм, наложенной вполуперекрышу.

На рис. 11.2 дан продольный (*а*) и поперечный (*б*) разрезы двигателя постоянного тока НБ-431А.

§ 43.2. Низковольтные вспомогательные машины

У этих машин напряжение на коллекторе не превышает 200—300 В. Низкие межламельные напряжения устраняют опасность круговых огней и позволяют проектировать двигатель с малым диаметром коллектора и якоря, с соответственно меньшей изоляцией относительно земли и с высокой частотой вращения — до 3000 об/мин. При этом уменьшаются габариты и масса машины.

Электродвигатели выполняют обычно четырехполюсными (их мощность достигает того же порядка, что и высоковольтных) с простыми волновыми обмотками. Число витков в секциях якоря—один или два. Медь в секциях якоря и полюсных катушках—прямоугольная. При применении прямоугольного изолированного провода марки ПЭТВСД число слоев пазовой изоляции секции принимают равным двум, изоляцией служит стеклослюдинитовая лента ЛС1К-110СТ

(ТУ 16.503. 074—70) толщиной 0,11 мм с последующей пропиткой якоря в термореактивном лаке, например ФЛ-98 (ГОСТ 12294—66). При применении голого медного провода и микаленты толщиной 0,1—0,13 мм рекомендуется пазовую часть секции изолировать тремя слоями.

Вспомогательные генераторы имеют следующие особенности. При небольших мощностях (например, генератор тока цепей управления, 4,5—5,0 кВт, 90А) их выполняют четырехполюсными с волновыми обмотками без добавочных полюсов. От генераторов, питающих катушки главных полюсов тяговых двигателей при рекуперативном торможении, необходимы большие токи — 600—1000 А. Простые петлевые обмотки при четырехполюсном исполнении неприемлемы. Чтобы не применять многоходовых петлевых обмоток с уравнителями второго и третьего родов, увеличивают число полюсов до $2p = 6$ или $2p = 8$, сохраняя в якоре простые петлевые обмотки ($2a=2p$) с уравнителями первого рода. У генераторов рекуперации на главных полюсах, кроме обмотки независимого возбуждения, есть встречно включаемая обмотка, обтекаемая током или собственного якоря (при стабилизирующих резисторах) или тяговых двигателей (при циклической стабилизации). Секции якорей генераторов выполняют одновитковыми стержневыми из прямоугольной меди. Для уменьшения габаритов и массы обмотки якоря, добавочных полюсов и противокомпаундную обмотку возбуждения этих генераторов выполняют с изоляцией класса В.

По результатам испытаний построенных возбудителей рекуперации можно сделать ориентировочные рекомендации, согласно которым в номинальном режиме: для якоря — тепловой фактор $Aj_a = 1500 \div \div 2500$; плотность тока в катушках добавочных полюсов 4—4,5 А/мм², в катушках противокомпаундной обмотки 6—7 А/мм², в катушках независимого возбуждения 2,5—3 А/мм².

Магнитные нагрузки генераторов тока цепей управления должны быть такими, чтобы обеспечивались условия самовозбуждения. Возбудители рекуперации проектируют медленно насыщающимися и поэтому магнитные нагрузки выбирают так, чтобы полный коэффициент насыщения в номинальном режиме не превосходил 1,05 — 1,1.

Ориентируясь на построенные возбудители рекуперации, можно рекомендовать следующие значения индукций, Т:

Зубцы якоря	0,8—1
Спинка »	0,3—0,35
Сердечник главных полюсов	0,5—0,6
Остов	0,5—0,55

Из указанных рекомендаций видно, что тепловые нагрузки здесь ниже, чем у тяговых двигателей, так как вспомогательные машины имеют самовентиляцию, которая менее эффективна, чем принудительная вентиляция у тяговых двигателей.

Выбрав основные параметры, как и при проектировании тяговых двигателей, выполняют уточненные тепловые и коммутационные расчеты.

Электромеханические характеристики двигателей $n = f(I_a)$, $M = f(I_a)$, $\eta = f(I_a)$ рассчитывают обычным способом (см. главу 14).

Глава 44

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 44.1. Условия работы трехфазных асинхронных двигателей

Общие замечания. Двигатели, устанавливаемые на подвижном составе, изготавливают по специальным техническим условиям с повышенными требованиями в отношении надежности (ГОСТ 2582—72). Основные условия, отличающие работу машин на подвижном составе, следующие:

возможность отклонения напряжения от номинального $U_н$ в пределах от +15 до —25% при одновременной асимметрии напряжений до 10%;

возможность затяжных и повторных пусков при пониженном напряжении;

наличие вибраций и толчков;

колебание температуры окружающего воздуха в пределах от —50 до +60° С; относительная влажность воздуха до 95%, а в зимнее время возможно выпадение росы на обмотках (например, при вводе холодного электровоза в теплое помещение);

несинусоидальность питающего напряжения, обусловленная работой выпрямителей, однако она оказывает незначительное влияние на работу двигателей и поэтому ее во внимание не принимают.

Влияние колебания напряжения и его асимметрии на работу асинхронных двигателей. При изменении приложенного напряжения изменяется ток холостого хода в соответствии с кривой намагничивания двигателя. С увеличением напряжения возрастает магнитный поток и реактивная мощность намагничивания, в связи с чем ухудшается коэффициент мощности, растут потери в стали и меди обмоток. Одновременно уменьшаются рабочие токи в фазах. При понижении напряжения и неизменной нагрузке на валу уменьшается намагничивающий ток, но увеличиваются активные составляющие токов статора и ротора. Общее тепловое состояние двигателя зависит от его параметров и его оценивают для каждого типа машины в заданном режиме.

Особенно сильное влияние оказывает напряжение на механическую характеристику двигателя; вращающий момент пропорционален квадрату приложенного напряжения, поэтому с уменьшением напряжения уменьшаются начальный и максимальный моменты двигателя, снижается его устойчивость. В связи с этим принимают к установке машину с таким запасом по моменту, который обеспечивал бы работоспособность механизма при низшем напряжении.

При изменении нагрузки и приложенного напряжения расщепитель фаз не обеспечивает получение симметричной системы напряжений на выводах трехфазных асинхронных двигателей, поэтому их работа происходит в несимметричном режиме. Коэффициент несиммет-

рии напряжений определяют как отношение напряжения обратной последовательности к напряжению прямой последовательности

$$\kappa_u = \frac{U_о}{U_п} \cdot 100\ \%. \qquad (11.1)$$

При номинальной нагрузке коэффициент κ_u обычно лежит в пределах до 5%, однако при малых нагрузках увеличивается в зависимости от параметров расщепителя фаз. Например, при холостом ходе расщепителя фаз типа НБ-455, применяемого на электровозах ВЛ80 и ВЛ60, $\kappa_u = 8\%$.

Несимметрия приложенного напряжения вызывает несимметрию токов в фазах асинхронного двигателя. Коэффициент несимметрии токов находят как отношение тока обратной последовательности к току прямой последовательности

$$\kappa_i = \frac{I_о}{I_п} = \frac{U_о}{Z_о} : \frac{U_п}{Z_п}, \qquad (11.2)$$

где $Z_п$ и $Z_о$ — полные сопротивления прямой и обратной последовательностей фазы двигателя.

Принимая, что напряжение прямой последовательности равно номинальному приложенному напряжению (для коэффициентов несимметрии напряжений до 10%), получим

$$U_п/Z_п \approx U_н/Z_н = I_н,$$

где $Z_н$ — полное сопротивление фазы двигателя в номинальном симметричном режиме.

Уравнение (11.2) можно записать в виде

$$\kappa_i = \frac{U_о Z_п}{U_п Z_о} = \frac{\kappa_u U_н Z_п}{U_п Z_о} = \kappa_u \frac{U_н}{I_н Z_о}. \qquad (11.3)$$

Для схемы замещения обратной последовательности двигателя (рис. 11.3) сопротивлением намагничивающего контура пренебрегают, так как полное сопротивление цепи ротора значительно ниже полного сопротивления намагничивающего контура, и считают, что сопротивление обратной последовательности равно сопротивлению короткого замыкания, т. е. $Z_о \approx Z_к$. Тогда

$$\kappa_i = \kappa_u I_к/I_н = \kappa_u \kappa_к, \qquad (11.4)$$

где $I_к$ — ток короткого замыкания двигателя; $\kappa_к$ — кратность тока короткого замыкания.

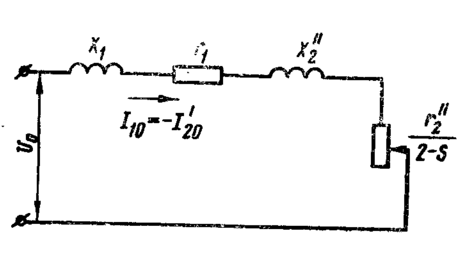


Рис. 11.3

Как видим, в номинальном режиме несимметрия токов в фазах двигателя превосходит несимметрию приложенного напряжения в $\kappa_к$ раз. Для асинхронных двигателей, применяемых на электровозах, $\kappa_к = 4{,}5 \div 6{,}5$.

При повышенных напряжениях, малых нагрузках и коэффициенте несимметрии напряжений более 4% ввиду увеличенных и неравномерно распределенных по фазам намагничивающих токов коэффициент несимметрии токов еще более возрастает, $\kappa_i = (9 \div 10)\,\kappa_u$. Как видим, ток обратной последовательности может достигать значительной величины. Так, при несимметрии напряжений 5% он достигнет 45—50% номинального тока двигателя.

Ток обратной последовательности создает дополнительные потери в обмотке статора, повышая ее нагрев.

Наибольший нагрев какой-либо обмотки фазы статора будет иметь место, когда фазовый угол между токами прямой и обратной последовательностей равен нулю, так как в этом случае результирующий ток равен их арифметической сумме.

Из рассмотрения влияния несимметрии напряжений на вращающий момент двигателя видно, что в номинальном режиме работы оно незначительно. Результирующий вращающий момент двигателя равен разности вращающих моментов, создаваемых токами прямой и обратной последовательности,

$$M = M_п - M_о \qquad (11.5)$$

Поэтому можно написать

$$M \equiv U_п^2 - U_о^2 \equiv U_п^2 - \kappa_u^2 U_п^2 \equiv U_п^2 (1 - \kappa_u^2), \qquad (11.6)$$

т. е. при $\kappa_u = 10\%$ ($\kappa_u = 0{,}1$; $\kappa_u^2 = 0{,}01$) уменьшение вращающего момента составляет всего 1%.

Однако в пусковых режимах уменьшение моментов более значительно, поскольку асимметрия напряжений увеличивается вследствие падения напряжения в обмотках расщепителя фаз. Тормозящий вращающий момент

$$M_о \approx \kappa_u^2 M_п. \qquad (11.7)$$

Пуск двигателей. При пусках двигателей напряжение на выводах работающих машин снижается дополнительно на величину, определяемую кратностью пускового тока, индуктивностью обмотки собственных нужд питающего трансформатора и обмоток расщепителя фаз. Вследствие этого одновременный пуск крупных двигателей нежелателен, а иногда и невозможен по причине опрокидывания системы.

Снижение питающего напряжения может привести к затяжным и повторным пускам машины и, следовательно, к ускоренному старению изоляции. Превышение температуры обмотки статора асинхронного двигателя за период пуска, если пренебречь теплоотдачей за этот период,

$$\theta \approx \frac{j_п^2}{175} t_п, \qquad (11.8)$$

где $j_п$ — средняя плотность тока в обмотке статора за период пуска, А/мм²;

$t_п$ — время пуска машины, с.

В действительности превышение температуры будет несколько выше за счет греющего влияния тока обратной последовательности в период пуска.

Воздействие вибраций. Согласно проведенным исследованиям шестиосного электровоза ВЛ60 ускорение кузова при скоростях 125 км/ч имеет низкочастотную и высокочастотную составляющие. Частоты первой соответствуют частотам собственных колебаний кузова и лежат в пределах 1,5—3,5 Гц. Частоты второй составляющей определяются частотами вибраций колесных пар на рельсах и колебаниями рам тележек; эти составляющие имеют значение 6—16 Гц. Очевидно, что вибрации могут происходить с частотой, имеющей более широкие пределы, зависящие от конструкции тележек, кузова и состояния пути.

Кроме вибраций двигателей, обусловленных их установкой на подвижном составе, могут возникать вибрации от собственной неуравновешенности ротора и неточностей сочленения с приводным механизмом. Собственная частота вибрации электрических машин зависит от частоты вращения

$$f_c = n/60, \qquad (11.9)$$

где n — частота вращения вала машины, об/мин.

Для машин с синхронной частотой вращения 3000 об/мин собственная частота вибраций составляет около 50 Гц. Расщепитель фаз служит источником вибраций частоты 100 Гц (частота обратного поля), которая может передаваться по металлическим конструкциям кузова электровоза асинхронным двигателям и другой аппаратуре.

Таким образом, для электровозных двигателей возможный диапазон частот колебаний, которым они могут подвергаться, принимают равным 1,5—100 Гц. Максимальное ускорение, при котором двигатели должны надежно работать, соответствует наибольшей частоте и принимается равным 3,0 g в вертикальном направлении.

Под действием вибраций возможны: перетирание изоляции обмотки статора, пазовой изоляции и выводных кабелей; ускоренный износ подшипников; дополнительная нагрузка на узлы двигателя; ослабление болтовых соединений.

Влияние температуры. Низкие температуры в пределах до —50° С могут оказывать влияние на качество сварных швов машины, вызывая в них трещины. Некоторые изоляционные материалы, если они не предусмотрены для работы при этих температурах, становятся непригодными (например, резина). При температуре —50° С в связи с изменением сопротивления обмоток двигателя изменяются пусковые характеристики и снижается начальный вращающий момент на 15—20%.

В летний период температура в кузове электровоза, где установлены машины, может подниматься до +60° С, поэтому допустимое превышение температуры частей машины должно быть снижено.

§ 44.2. Особенности расчета трехфазных асинхронных двигателей

Методика расчета асинхронного трехфазного двигателя здесь не приведена, так как она изложена в общих курсах электрических машин, например [69, 80]. В данном разделе рассмотрены особенности работы асинхронного двигателя при питании его от расщепителя фаз с несимметричной системой напряжения и определение степени недоиспользования двигателя по условиям нагревания по сравнению с номинальным режимом при симметричной системе питающего напряжения.

Возможность работы асинхронного двигателя при заданной мощности в условиях питания его несимметричным напряжением можно оценить, определив суммарные электрические потери в обмотке статора и ротора от токов прямой и обратной последовательности. Если полученные потери не превосходят расчетных потерь в двигателе во время работы его при номинальной мощности в симметричном режиме, то превышение температуры обмоток не превзойдет допустимого значения. Очевидно, что в условиях несимметричной работы мощность на валу двигателя должна быть снижена по сравнению с номинальной. Потери определяют следующим образом.

Для данной несимметричной системы линейных напряжений по одному из известных методов [70] определяют напряжение прямой и обратной последовательностей (коэффициент несимметрии напряжений). Например, для системы напряжений, получаемой от расщепителя фаз (рис. 11.4, *а*), когда линейные напряжения известны и их векторы образуют замкнутый треугольник, построив на стороне *1—2* (напряжение сети) равносторонние треугольники *1—2—4* и *1—2—5*, получают век-

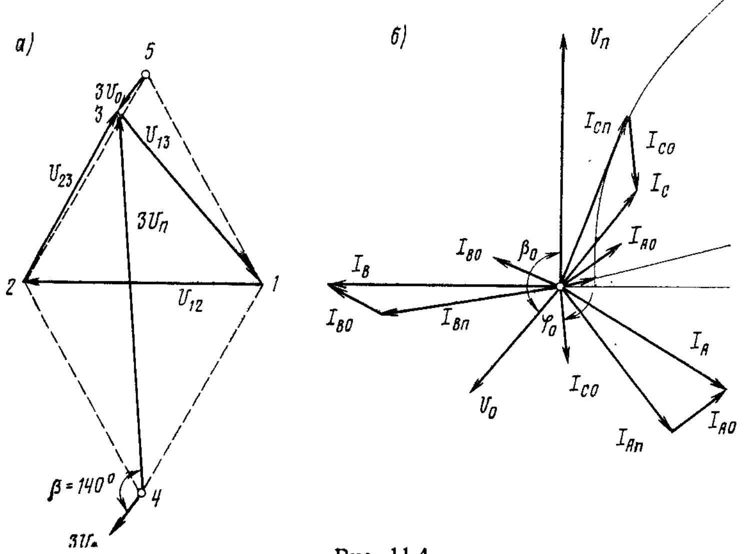


Рис. 11.4

тор 4—3, равный тройному значению фазного напряжения прямой последовательности, и вектор 5—3, равный тройному значению фазного напряжения обратной последовательности. Из этого же построения определяют угол сдвига фаз β между векторами напряжения прямой и обратной последовательности.

По известным параметрам приводного двигателя, рассчитанным обычным методом [69, 80], строят круговую диаграмму для напряжения прямой последовательности (рис. 11.4, *б*).

Зная расчетную мощность на валу двигателя, находят токи статора $I_{1п}$ и ротора $I'_{2п}$. Полученный ток статора является током прямой последовательности в третьей фазе двигателя $I_{сп}$, подключенной к генераторной фазе расщепителя.

Ток обратной последовательности определяют из упрощенной схемы замещения (см. рис. 11.3), полагая, что ток статора обратной последовательности $I_{1о}$ равен току ротора $I'_{2о}$, наведенному полем обратной последовательности. Частота токов ротора $I'_{2о}$ при скольжении двигателя s и частоте тока статора f равна $(2—s)\,f$, т. е. примерно двойной частоте токов статора. Значения активного и индуктивного сопротивлений обмотки ротора вычисляют с учетом вытеснения тока. Ток в цепи схемы замещения определяют по полному ее сопротивлению $Z_к$

$$I_{1о} \approx I'_{2о} = \frac{U_о}{Z_к} = \frac{U_о}{U_н} \cdot \frac{U_н}{Z_к} = \kappa_u\, I_к. \qquad (11.10)$$

Суммарные потери в обмотке ротора находят как сумму

$$m_1(I'_{2п})^2 r'_2 + m_1(I'_{2о})^2 r''_2,$$

а в обмотке статора как сумму

$$m_1 I^2_{1п} r_1 + m_1 I^2_{1о} r_1,$$

где m_1 — число фаз обмотки статора;
r_1 — активное сопротивление обмотки фазы статора;
r'_2 и r''_2 — активные сопротивления ротора для токов прямой и обратной последовательностей.

Проверку теплового режима двигателя выполняют как для номинального режима работы, так и для крайних значений питающего напряжения с учетом потерь в активной стали и меди машины.

Для определения токов в фазах двигателя при питании его несимметричным напряжением на диаграмме рис. 11.4, *б* строят звезду токов прямой последовательности в фазах $I_{Aп} = I_{Bп} = I_{Cп} = I_{1п}$. Под углом $\beta_о$ к вектору фазного напряжения прямой последовательности откладывают вектор напряжения обратной последовательности. Положение звезды векторов токов обратной последовательности $I_{Aо} = I_{Bо} = I_{Cо} = I_{1о}$ определяется углом $\varphi_о$ между напряжением $U_о$ и током соответствующей фазы. Угол $\varphi_о$ находят расчетным путем или же из опытных данных для машины

$$\operatorname{tg}\varphi_о = x_к / r_к, \qquad (11.11)$$

где $x_к$ и $r_к$ — индуктивное и активное сопротивления короткого замыкания фазы машины.

Складывая векторы токов прямой и обратной последовательностей соответствующих фаз, получают значение действительных токов I_A, I_B, I_C в фазах машины.

§ 44.3. Особенности расчета асинхронного расщепителя фаз

Предварительные замечания. Расщепители фаз выполняют большей частью с трехфазной обмоткой статора, соединенной в звезду. В связи с несимметричными падениями напряжения в отдельных фазах машины для обеспечения симметрии трехфазного напряжения обмотка, соединенная в звезду, имеет различные числа витков в фазах и углы между осями фаз, отличные от 120°. Обмотки двух фаз статора соединены последовательно и образуют двигательную обмотку, а обмотка третьей фазы, называемая генераторной, подключена к двигательной в точке, определяемой наилучшей симметрией напряжения на выходе расщепителя фаз при заданной нагрузке. Возможно двухфазное исполнение обмотки статора, когда угол между осями двигательной и генераторной обмоток составляет 90°.

Двигательная обмотка включена в однофазную сеть и создает пульсирующее магнитное поле, которое, как известно, можно разложить на два вращающихся: прямое, идущее в сторону вращения ротора, и обратное—встречного направления. Последнее при вращающемся роторе гасится его токами почти двойной частоты, а прямое поле наводит в обмотках трех фаз э. д. с. и создает на выводах *1*, *3*, *5* (рис. 11.5) источник трехфазного напряжения [98].

Не полностью скомпенсированное обратное поле наводит в обмотках статора э. д. с., которые искажают треугольник напряжения на зажимах расщепителя фаз, что учитывают при расчете.

Для расчета расщепителя фаз предварительно выбирают магнитную систему машины и обмотку статора. Эти данные можно заимствовать из приложения 8.

Конечная цель поверочного электромагнитного расчета — определение напряжений на выводах расщепителя фаз и токов в фазах. В случае получения неудовлетворительной симметрии напряжений корректируют обмоточные данные, а при необходимости и магнитную цепь машины, а расчет повторяют. Исходные величины для расчета:

мощность трехфазной нагрузки, коэффициент мощности;

напряжение и частота однофазной сети;

расчетные размеры активного железа статора и ротора;

обмоточные данные статора (число полюсов, тип обмотки,

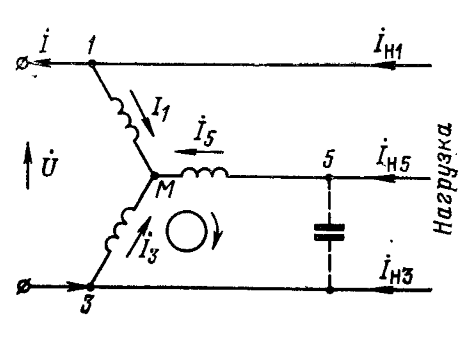


Рис. 115

шаг по пазам, число витков в фазах, число параллельных ветвей, число пазов на полюс и фазу, размеры и марка провода).

В качестве первоначального варианта выполняют расчет, используя для этой цели магнитную систему серийного асинхронного трехфазного двигателя с короткозамкнутым ротором. Расщепитель фаз выполняют двухполюсным или четырехполюсным, при бо́льшей полюсности значительно увеличивается индуктивное сопротивление обмоток фаз статора, что влечет за собой бо́льшие колебания напряжения на выводах при изменении нагрузки. Пригодность магнитной системы трехфазного асинхронного двигателя для использования ее применительно к расщепителю фаз приближенно оценивают по отношению фазового напряжения к числу витков фазы двигателя. При мощности трехфазной нагрузки 100—200 кВт оптимальной будет магнитная система такого двигателя, у которого это отношение равно 7 ÷ 10 В/виток без применения емкостной компенсации и ~5 — с емкостной компенсацией.

В дальнейшем величины с индексом 1 относят к первой фазе двигательной обмотки, с индексом 3 — ко второй фазе этой обмотки, с индексом 5 — к генераторной фазе. Роторные величины обозначают с индексом 2.

Выбор обмотки статора. Для расчета принято, что обмотку статора выполняют двухслойной трехфазной в виде несимметричной звезды с различным числом витков в фазах и различными углами между осями фаз. Число витков фазы

$$w = s_п pq/a, \tag{11.12}$$

где $s_п$ — число эффективных проводников в пазу;
p — число пар полюсов; q — число пазов на полюс и фазу;
a — число параллельных ветвей.

Величины $s_п$, a и q первоначально принимают. Для исходного расчета ориентировочное соотношение между витками фаз берут равным $w_1 : w_3 : w_5 = 1 : 1{,}7 : 1{,}7$. При выборе числа пазов на полюс и фазу имеют в виду, что

$$s_1 + s_3 + s_5 = Z_1/2\,p. \tag{11.13}$$

На каждом полюсном делении катушечные группы располагают и обмотки соединяют так, чтобы при определенном направлении вращения поля прямой последовательности было чередование фаз, обеспечивающее получение звезды э. д. с. в порядке $E_1 — E_5 — E_3$. Такому направлению вращения (см. рис. 11.5) соответствует вращение ротора по часовой стрелке. Симметрия трехфазного напряжения при нагрузке расщепителя фаз возможна только при определенном направлении вращения ротора.

Для определения углов между осями фаз строят звезду э. д. с. прямой последовательности с учетом взаимного соединения отдельных проводников обмотки и полигон э. д. с. Графический способ состоит в следующем. Произвольным радиусом проводят полуокружность, изображающую полюсное деление машины (рис. 11.6). Затем из центра окружности проводят прямую линию под углом, соответствующим угловому смещению q_1 пазов первой фазы в расточке статора, т. е

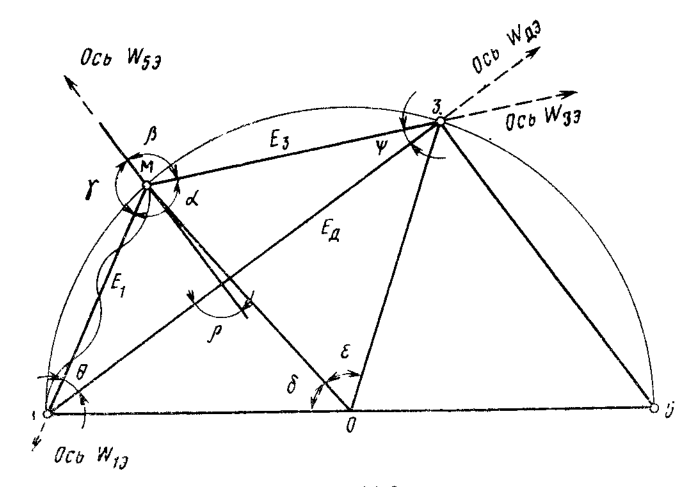


Рис. 11.6

$$\angle\,\delta = \frac{2\pi p}{Z_1}\,q_1 \tag{11.14}$$

и для второй фазы под углом

$$\angle\,\varepsilon = \frac{2\pi p}{Z_1}\,q_3. \tag{11.15}$$

Соединяя точки *1 — M — 3* и *1 — 3*, получаем треугольник, в котором стороны *1 — M*, *M — 3*, *1 — 3* в некотором масштабе изображают э. д. с. соответственно отдельных фаз и всей двигательной обмотки. Поскольку генераторная фаза подключена к двигательной обмотке в точке *M*, отрезок *3—5* переносят в точку *M* и из треугольника *1 — M — 3* определяют искомые углы между осями фаз α, β, γ, учитывая, что при одинаковом числе эффективных проводников, приходящихся на один паз в фазах *1* и *3*, $\rho = \pi/2$; $\theta = \varepsilon/2$; $\psi = \delta/2$ (вписанный в круг угол составляет половину центрального, опирающегося на ту же дугу). На стороне *1 — M* условно показан полигон э. д. с. первой фазы для четырехполюсной машины.

При изготовлении расщепителя фаз для обеспечения наилучшей симметрии напряжения иногда смещают точку подсоединения генераторной обмотки к двигательной в сторону первой или второй фазы, для этого предусматривают дополнительные выводы. В этом случае при построении диаграммы учитывают распределение потенциала вдоль обмотки, зависящее от схемы соединения катушечных групп между собой. Если число параллельных ветвей обмотки равно числу полюсов, то выполнение дополнительных выводов невозможно из-за отсутствия точек равного потенциала в ветвях обмотки. Это можно видеть из рис. 11.7, на котором изображено распределение потенциала

вдоль катушечной группы двухполюсной машины при двух параллельных ветвях. В точках A и A_1 напряжения равны, но противоположны по знаку. Следовательно, при замыкании этих точек в обмотке будет протекать большой уравнительный ток, который сделает работу машины невозможной.

Расчет магнитной цепи. Расчет магнитной цепи машины выполняют по общепринятой методике, применяемой для расчета асинхронных двигателей. Определяют магнитный поток машины, Вб, для частоты 50 Гц

$$\Phi = E_д/(222 w_{дэ}), \qquad (11.16)$$

где $E_д$ — расчетная э. д. с. при нагрузке, которую первоначально принимают около 90% напряжения питающей сети. Если в конце расчета получают большое отклонение от принятого значения, то расчет корректируют;

$w_{дэ}$ — эффективное число витков всей двигательной обмотки:

$$w_{дэ} = w_д \kappa_д = (w_1 + w_3)\kappa_д. \qquad (11.17)$$

Здесь $w_д$, w_1, w_3 — число витков соответственно полное в двигательной обмотке и в отдельных фазах, составляющих эту обмотку;

$\kappa_д$ — обмоточный коэффициент первой гармоники; для однофазной двухслойной обмотки

$$\kappa_д = \frac{\sin\frac{\pi p q}{Z_1}}{q \sin\frac{\pi p}{Z_1}} \sin\left(\beta_1 \frac{\pi}{2}\right), \qquad (11.18)$$

где $q = q_1 + q_3$ — число пазов на полюс и фазу двигательной обмотки;

Z_1 — число пазов статора;

β_1 — шаг обмотки в долях полюсного деления (формула применима при условии, когда $Z_1/2p$ и q — целые числа).

Далее рассчитывают индукции и магнитные напряжения всех участков магнитной цепи машины. Индукцию в воздушном зазоре рекомендовано брать в пределах 0,7 — 0,85 Т.

Бо́льшие значения не принимают во избежание резкого увеличения намагничивающего тока при повышенном напряжении в контактной сети.

Рис. 11.7

Намагничивающий ток машины, А

$$I_\mu = 2{,}22 \frac{F}{w_{дэ}} p, \qquad (11.19)$$

где F — намагничивающая сила (суммарное магнитное напряжение) на один полюс, А.

Определение параметров обмоток статора и ротора. Активные сопротивления обмоток фаз статора определяют по известным формулам для нагретой машины с учетом коэффициента вытеснения тока. Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, Ом

$$x = 4\pi \frac{w^2}{pq} f l \sum \lambda \cdot 10^{-8}, \qquad (11.20)$$

где f — частота сети, Гц;

l — длина сердечника, см;

$\Sigma\lambda$ — суммарная проводимость рассеяния пазового, дифференциального и лобовых частей, определяемая способом, изложенным в курсах расчета машин, например [69, 80].

Для короткозамкнутого ротора активное сопротивление роторной обмотки приводят к обмотке какой-либо фазы статора, например, к первой фазе

$$r_2' = r_2 \frac{4 w_{1э}^2}{Z_2}, \qquad (11.21)$$

где r_2 — сопротивление стержня и части короткозамыкающего кольца ротора;

Z_2 — число пазов ротора;

$w_{1э}$ — эффективное число витков первой фазы.

Аналогично определяют приведенное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, Ом.

$$x_2' = x_2 \frac{4 w_{1э}^2}{Z_2}. \qquad (11.22)$$

Активное и реактивное сопротивления рассеяния вычисляют с учетом вытеснения тока частотой 100 Гц в клетке ротора.

Реактивные сопротивления рассеяния взаимоиндукции обмотки статора не учитывают ввиду их малости.

Определение потерь. При расчете учитывают потери в меди, в активной стали статора, на трение, вентиляцию и от обратного поля. Последние определяют из условия равенства н. с. обратной последовательности статора $F_о$ и ротора $F_{о2}$

$$F_о \approx F_{о2} = 0{,}9\, m_2 w_2 I_{о2} = 0{,}45\, Z_2 I_{о2}, \qquad (11.23)$$

где $m_2 = Z_2$ — число фаз ротора;

$w_2 = 1/2$ — число витков в фазе ротора;

$I_{о2}$ — ток в стержне ротора, вызываемый полем обратной последовательности, А,

отсюда

$$I_{о2} = F_о/(0{,}45\, Z_2). \qquad (11.24)$$

Потери в меди, Вт

$$p_{о2} = I_{о2}^2 r_2 Z_2. \qquad (11.25)$$

Н.с. обратной последовательности обмотки статора $F_о$ определяют, например, для первой фазы, из условия, что при отсутствии токов в двух других фазах ток первой фазы I_{01} создает то же поле обратной последовательности, что и действительные токи в фазах статора, т. е.

$$F_о = F_{01} = 0{,}9\ I_{01} w_{1э}. \qquad (11.26)$$

Ток I_{01} находят из векторной диаграммы, а в формуле (11.26) принимают ориентировочно с последующей корректировкой в случае значительного расхождения с действительным значением. Если порядок тока I_{01} неизвестен, то при первоначальном построении векторной диаграммы его значением пренебрегают и потери $p_{о2}$ пока не определяют, учитывая их при повторном построении диаграммы, когда будет получено примерное значение тока I_{01}.

Векторная диаграмма. Задачу определения напряжения на выводах расщепителя фаз при заданной нагрузке и токов в обмотках фаз статора решают графическим построением векторной диаграммы напряжений и токов. Метод обеспечивает достаточную для практических целей точность результатов. Предполагают, что система токов нагрузки и линейные напряжения симметричны. Токи, необходимые для построения векторной диаграммы (рис. 11.8), определяют следующим образом. Ток нагрузки в обмотке фазы, А

$$I_{н5} = \frac{P \cdot 10^3}{\sqrt{3}U}, \qquad (11.27)$$

где P — полная мощность нагрузки, кВ·А;

U — напряжение однофазной сети, В.

Ток нагрузки с учетом его фазы по отношению к напряжению U представляет вектор

$$\dot I_{н5} = |\dot I_{н5}|\, e^{-j(90° + \varphi_н)}.$$

В том случае, когда на выводы *3—5* расщепителя фаз включена емкость значением C мкФ, емкостный ток, А

$$I_с = U \cdot 2\pi f C/10^6. \qquad (11.28)$$

На векторной диаграмме с учетом фазы этот ток откладывают в виде вектора $\dot I_с = |\dot I_с| e^{j \cdot 30°}$.

Фаза этого вектора определена из условия, что вектор тока $\dot I_с$ перпендикулярен вектору напряжения $\dot U_{35}$, а следовательно, составляет с вектором приложенного напряжения $\dot U$ угол 30° (при симметричном треугольнике напряжений).

Емкость, включаемая на выводы расщепителя фаз, зависит от выбранных параметров машины. Для первоначального расчета ее значение можно принимать 500—1000 мкФ с последующим уточнением.

Ток в генераторной фазе

$$\dot I_5 = \dot I_{н5} + \dot I_с. \qquad (11.29)$$

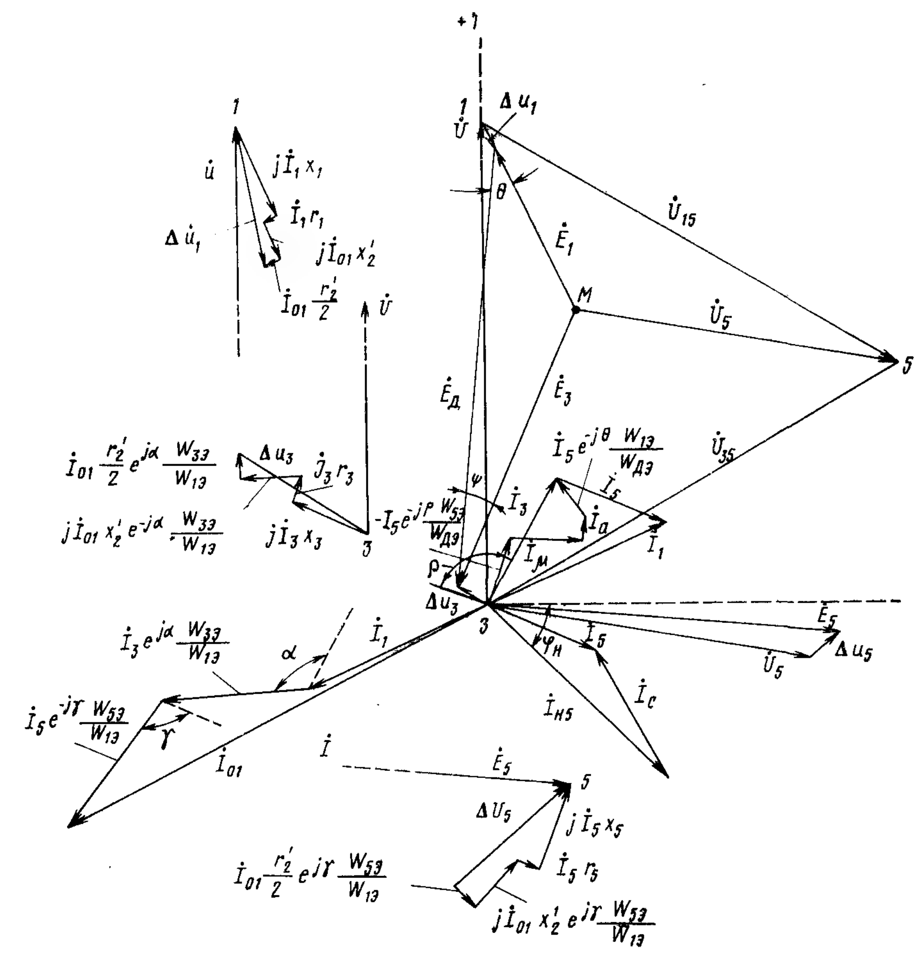


Рис. 11.8

Токи ветвей двигательной обмотки находят по токам нагрузки и холостого хода расщепителя фаз на основе зависимостей, определяющих магнитную связь и схему включения обмоток статора. Токи в первой и второй фазах двигательной обмотки определяют из следующих соображений. Для точек M и *1* (см. рис. 11.5) обмотки справедливы следующие равенства:

$$\dot I_1 + \dot I_3 + \dot I_5 = 0; \qquad (11.30)$$

$$\dot I + \dot I_1 = \dot I_{н1}. \qquad (11.31)$$

Напишем уравнение намагничивающих сил прямой последовательности двигательной фазы

$$\dot F_д = \dot F_μ + \dot F_а + \dot F_н = 0{,}9 w_{дэ} \dot I_μ + 0{,}9 w_{дэ} \dot I_а - 0{,}9 w_{5э} \dot I_5 e^{-j\rho}, \qquad (11.32)$$

где $\dot{F}_\mu$ — н. с. поля прямой последовательности;

$\dot{F}_а$ — н. с., создаваемая потребляемым из сети активным током (определение тока $\dot{I}_а$ см. ниже);

$\dot{F}_н$ — н. с. реакции двигательной фазы на протекание тока в генераторной фазе.

Знак минус перед последним членом уравнения (11.32) указывает на то, что н. с. двигательной фазы компенсирует н. с. генераторной фазы, а множитель $e^{-j\rho}$ учитывает угол сдвига между осями обмоток генераторной и фиктивной двигательной фаз. Предполагают, что фиктивная двигательная фаза с фиктивным током оказывает такое же магнитное действие, как и реальные фазы с протекающими по ним токами.

С другой стороны, н. с. $\dot{F}_д$ создается токами $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_3$, т. е.

$$\dot{F}_д = \dot{F}_1 + \dot{F}_3 = 0{,}9 w_{1э} \dot{I}_1 e^{j(\pi-\theta)} + 0{,}9 w_{3э} \dot{I}_3 e^{j\psi}. \quad (11.33)$$

Коэффициенты $e^{j(\pi-\theta)}$ при $\dot{I}_1$ и $e^{j\psi}$ при $\dot{I}_3$ учитывают угол сдвига между действительными осями обмоток первой и второй фазы и осью обмотки фиктивной двигательной фазы (направление осей фаз на рис. 11.6 показано пунктиром).

Из (11.32) и (11.33) следует, что

$$(\dot{I}_\mu + \dot{I}_а) w_{дэ} - \dot{I}_5 w_{5э} e^{-j\rho} = -\dot{I}_1 w_{1э} e^{-j\theta} + \dot{I}_3 w_{3э} e^{j\psi}, \quad (11.34)$$

где $\rho = \pi/2$.

Учитывая, что $w_{1э} e^{-j\theta} + w_{3э} e^{j\psi} = w_{дэ}$, и решая уравнения (11.30) и (11.34), получим:

$$\dot{I}_3 = \dot{I}_\mu + \dot{I}_а + \dot{I}_5 \left(-e^{-j\theta} \frac{w_{1э}}{w_{дэ}} - e^{-j\rho} \frac{w_{5э}}{w_{дэ}} \right); \quad (11.35)$$

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_3 - \dot{I}_5. \quad (11.30')$$

Ток, потребляемый из сети,

$$\dot{I} = -\dot{I}_1 + \dot{I}_{н1}. \quad (11.31')$$

В формулах (11.32) и (11.35) активный ток, А

$$I_а = \frac{\Delta P_{ст} + \Delta P_{мх} + \Delta P_{o2}/2}{U}, \quad (11.36)$$

где $\Delta P_{ст}$ — потери в стали машины, Вт;

$\Delta P_{мх}$ — механические потери, Вт.

Для потерь от обратного поля берут половинное значение, так как принимают, что половина мощности, покрывающая потери ΔP_{o2}, передается со статора на ротор полем прямой последовательности, а вторая половина — полем обратной последовательности, что учитывают ниже. Ток $\dot{I}_5$ с коэффициентом при этой величине определяется электромагнитной мощностью, передаваемой с двигательной обмотки на генераторную.

В том случае, когда на валу расщепителя фаз есть еще активная нагрузка (генератор управления и пр.), в числитель выражения (11.36) добавляют соответствующую мощность.

Построение векторной диаграммы выполняют следующим образом (см. рис. 11.8). В выбранном масштабе откладывают вектор однофазного напряжения сети $\dot{U}$. Под углом $\frac{\pi}{2} + \varphi_н$ к нему откладывают вектор тока нагрузки $\dot{I}_{н5}$, а затем вектор емкостного тока $\dot{I}_c$, что определяет значение и фазу тока генераторной фазы $\dot{I}_5$.

Из уравнения 11.35) находят ток $\dot{I}_3$, при этом ток $\dot{I}_\mu$ опережает по фазе на угол $\frac{\pi}{2}$ вектор э. д. с. $E_д$, направление которого выбирают ориентировочно и впоследствии уточняют при необходимости. Вначале же исходят из того, что ток $\dot{I}_\mu$ ориентирован обычно по отношению к вектору напряжения $\dot{U}$ под углом около 95°.

Ток $\dot{I}_а$ совпадает по фазе с напряжением сети. Построение вектора $\dot{I}_3$ следует начинать с нанесения вектора $-\dot{I}_5 \frac{w_{5э}}{w_{дэ}} e^{-j\rho}$. Токи $\dot{I}_1$ и $\dot{I}$ определяют на основании соотношений (11.30′), (11.31′). Ток обратной последовательности статора определяют исходя из того, что н. с. поля обратной последовательности равна сумме н. с. обмоток отдельных фаз

$$\dot{F}_o = \dot{F}_{o1} + \dot{F}_{o3} + \dot{F}_{o5}. \quad (11.37)$$

Эти н. с. создаются соответствующими токами и с учетом пространственных углов между осями обмоток фаз и условия, принятого для формулы (11.26) $\dot{F}_o = \dot{F}_{o1}$, выражение для тока $\dot{I}_{o1}$ записывают в виде

$$\dot{I}_{o1} = \dot{I}_1 + \dot{I}_3 e^{j\alpha} \frac{w_{3э}}{w_{1э}} + \dot{I}_5 e^{-j\gamma} \frac{w_{5э}}{w_{1э}} \quad (11.38)$$

(построение показано на векторной диаграмме).

Далее определяют э. д. с. обмотки двигательной фазы. Для этого в масштабе напряжений откладывают индуктивные и активные падения напряжений от тока соответствующей фазы, а также э. д. с. обратной последовательности. Индуктивное падение напряжения по фазе опережает на 90° ток, которым оно создано, а активная составляющая совпадает с направлением тока. Построение э. д. с. обратной последовательности выполняют с учетом углов между осями обмоток фаз, а значение ее приводят к обмотке первой фазы:

$$\dot{E}_{o1} = -\dot{I}_{o1} \left(\frac{r_2'}{2} + j x_2' \right); \quad (11.39)$$

$$\dot{E}_{o3} = \dot{E}_{o1} e^{-j\alpha} \frac{w_{3э}}{w_{1э}}; \quad (11.40)$$

$$\dot{E}_{o5} = \dot{E}_{o1} e^{j\gamma} \frac{w_{5э}}{w_{1э}}. \quad (11.41)$$

Здесь падением напряжения учитывают вторую половину мощности, покрывающую потери p_{o2} и передаваемую со статора на ротор полем обратной последовательности. Для большей наглядности эти построения выполнены на рис. 11.8 на отдельных вынесенных диаграммах при точках *1*, *3*, *5* в увеличенном масштабе. Получив суммарные падения напряжений в обмотках каждой фазы Δu_1 и Δu_3 и перенеся их в точ-

ки *1* и *3* основной диаграммы, соединяют концы этих векторов и получают э. д. с. двигательной обмотки $E_д$.

Под углами θ и ψ строят э. д. с. $\dot{E}_1$, $\dot{E}_3$, точка пересечения *M* определяет точку приложения э. д. с. (или напряжения) обмотки генераторной фазы. Из начала координат под углом ρ к э. д. с. $\dot{E}_д$ намечают направление э. д. с. обмотки генераторной фазы; величину э. д. с. определяют как

$$\dot{E}_5 = E_д w_{5э}/w_{дэ}. \quad (11.42)$$

Построение векторов падений напряжений для обмотки генераторной фазы ведут аналогично вышеописанному. Начало вектора напряжения обмотки генераторной фазы переносят в точку *M* и таким образом получают искомый треугольник линейных напряжений *1—5—3*. Расчет считают законченным, если линейные напряжения U, U_{15} и U_{35} отличаются друг от друга по величине не более чем на 3%. При большей разнице напряжений отыскивают регулировочный отвод на двигательной (генераторной) обмотке или же изменяют обмоточные данные и выполняют расчет вновь.

Тепловые нагрузки. Вследствие демпфирования обмоткой ротора обратно вращающегося поля статора и значительных потерь энергии в клетке ротора нагрев расщепителя фаз при одном и том же токе в фазах всегда выше по сравнению с обычными асинхронными двигателями. Поскольку величины токов в фазах обмотки статора различные, нагрев фаз получается неравномерным. Вследствие теплопередачи по статору и действия вентилирующего воздуха нагрев выравнивается и резкой разницы в температурах различных фаз не наблюдается.

Данные табл. 11.2 позволяют оценить ожидаемый нагрев обмоток. Точный расчет нагревания обмоток расщепителя фаз как несимметричной асинхронной машины изложен в [109].

Таблица 11.2

Параметр	Тип расщепителя фаз		
	НБ-453	НБ-453Г	А82-2
Первая фаза:			
Ток, А	143	190	135
Плотность тока, А/мм²	4	5,31	5,08
Тепловой фактор	1 380	2 440	1 960
Превышение температуры, °С	58	108	70
Вторая фаза			
Ток, А	101	132	90
Плотность тока, А/мм²	2,8	3,69	3,39
Тепловой фактор	684	1 180	870
Превышение температуры, °С	50	97	57
Третья фаза:			
Ток, А	76	100	72
Плотность тока, А/мм²	3,18	4,2	3,6
Тепловой фактор	655	1 270	985
Превышение температуры, °С	40	102	52

§ 44.4. Особенности конструкции асинхронных двигателей и расщепителей фаз

Общие сведения. Для уменьшения воздействия вибраций катушек обмоток статора их пропитывают под давлением термореактивными, хорошо цементирующими лаками марок: ФЛ-98 при изоляции класса В, полиэфирноэпоксидным ПЭ933 при классе F и кремнийорганическими К-47 или К-57 при изоляции класса Н. Провода применяют нагревостойкими марок ПСД, ПСДК и др. Резиновые изделия используют морозостойкие.

Рис. 11.9

Наиболее надежны обмотки из меди прямоугольного сечения. При всыпных обмотках маломощных двигателей во избежание западания проводников из верхнего слоя в нижний (рис. 11.9) между ними помещают прокладки *4*, верхний слой снабжают добавочной гильзой *7* из лакоткани, обе стороны катушек заключают в составные гильзы *1* и *2*, на дно паза и под клин *5* закладывают прокладки *3* и *6*. Лобовые части катушек статора делают укороченными, изолируя дополнительно стеклолентой. В машинах 8-го габарита и бо́льших их подвязывают к изолированным кольцам, укрепленным к остову.

Для снижения собственной вибрации машин с частотой вращения 1000, 1500 и 3000 об/мин их динамически балансируют.

Изготавливают машины по первому классу точности уравновешивания роторов с подшипниками класса точности 6 (ГОСТ 520—71) или с подшипниками по специальным техническим условиям (ТУ 37.006.049 — 73).

Расчетная долговечность подшипников не менее $10 \cdot 10^3$ ч.

Смазка: 1-ЛЗ или ЖРО (при изоляции класса В), а при изоляциях более теплостойких — НП-242 или ЦИАТИМ (ГОСТ 9433—60).

Во избежание большого распушения шихтованного сердечника листы тщательно зачищают от заусениц.

Для обеспечения определенного взаиморасположения отдельных зубчатых листов друг относительно друга их набирают на шпонку.

Для повышения плотности сердечника концевые листы его выполняют из листов Ст. 2 толщиной 1 мм, сваренных попарно точечной сваркой. Таких сдвоенных листов с каждой стороны шихтованного пакета располагают 3—4 шт., постепенно меньшего диаметра, образуя ступенчатую конструкцию.

Для предохранения углов катушек обмотки от повреждения пазы якоря с обеих сторон сердечника на длине 15 мм от его торцов уширяют на 1 мм.

Пазы якоря на всем их протяжении обрабатывают на протяжном станке с помощью клинообразной протяжки, у которой ширина отдельных зубьв отличается на 0,02 мм. Затем пазы тщательно опиливают.

Конструкция подшипниковых узлов допускает смену смазки без разборки двигателя. Уплотнение подшипников исключает возможность вытекания смазки и попадания ее на обмотку статора.

На рис. 11.10 представлен разрез подшипникового узла двигателя АЭ92-4, применяющегося на электровозе ВЛ80, где *1* — трубка для подачи смазки; *2* — наружная крышка подшипника; *3* — капсула подшипника; *4* — подшипник; *5* — фетровые уплотнения; *6* — вал; *7* — трубка для отвода смазки.

Станины машин и подшипниковые щиты выполняют стальными. Чугунное литье, применяющееся для подшипниковых щитов, обладает тем недостатком, что под действием вибраций в нем появляются трещины. В случае использования сварных станин двигателей применяют для деталей спокойные или полуспокойные стали, например, марок 10; 15 и 20 по ГОСТ 1050—74 или мостовую сталь М16С по ГОСТ 6713—53, обеспечивающие хорошее качество сварных швов при пониженной температуре и вибрациях.

Все болтовые соединения снабжают устройством против самоотвинчиваиия (пружинные и стопорные шайбы). Пакеты статора и ротора надежно стопорят. Коробку выводов применяют закрытого типа К-3, выводные кабели подсоединяют к щитку выводов машины. Воздушный зазор между статором и ротором желателен максимально возможный, чтобы избежать трения ротора о статор при подработанных подшипниках и вибрациях ротора во время движения электровоза. Формы исполнения двигателей по ГОСТ 2479—65.

Конструктивное выполнение расщепителя фаз НБ-455А. Расщепитель фаз (рис. 11.11) имеет следующие основные технические данные: электрическая мощность трехфазной нагрузки 115 кВА; напряжение 380 В; коэффициент мощности 0,9; частота вращения 1490 об/мин; ток, потребляемый из сети, 280 А; частота 50 Гц; компенсирующая емкость 1000 мкФ; изоляция класса В; исполнение защищенное; система вентиляции радиальная; режим работы продолжительный.

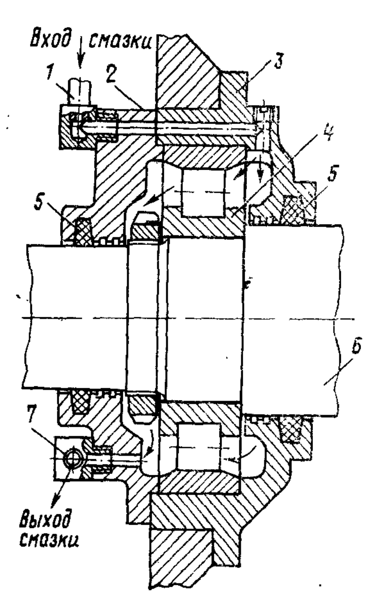
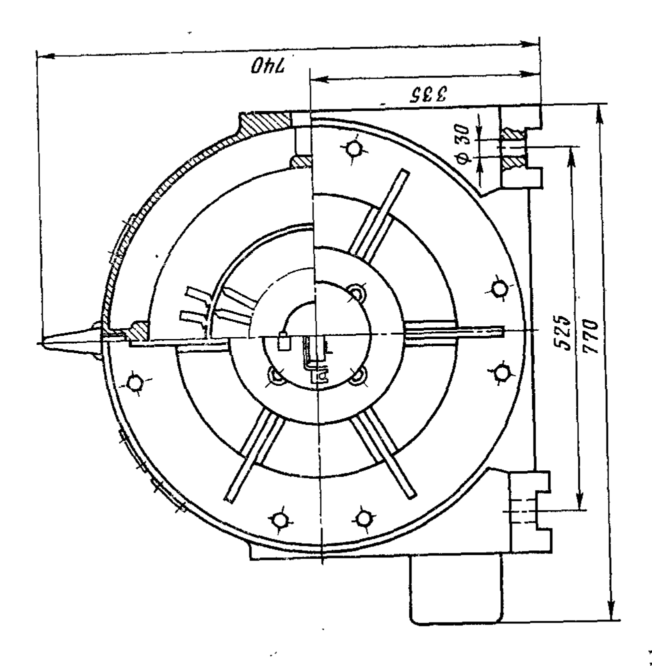


Рис. 11.10

Размеры активной стали: наружный диаметр статора 493 мм, внутренний диаметр 315 мм, длина сердечника 220 мм, воздушный зазор 1 мм, число пазов статора и ротора соответственно 60 и 50. Масса расщепителя фаз 690 кг.

Станина *4* имеет четыре внутренних ребра для крепления сердечника статора и отверстия с боков и внизу для выхода охлаждающего воздуха. Забор воздуха происходит через отверстие в нижней части подшипниковых щитов. Вентиляторами служат лопатки, отлитые вместе с короткозамыкающими кольцами рото-



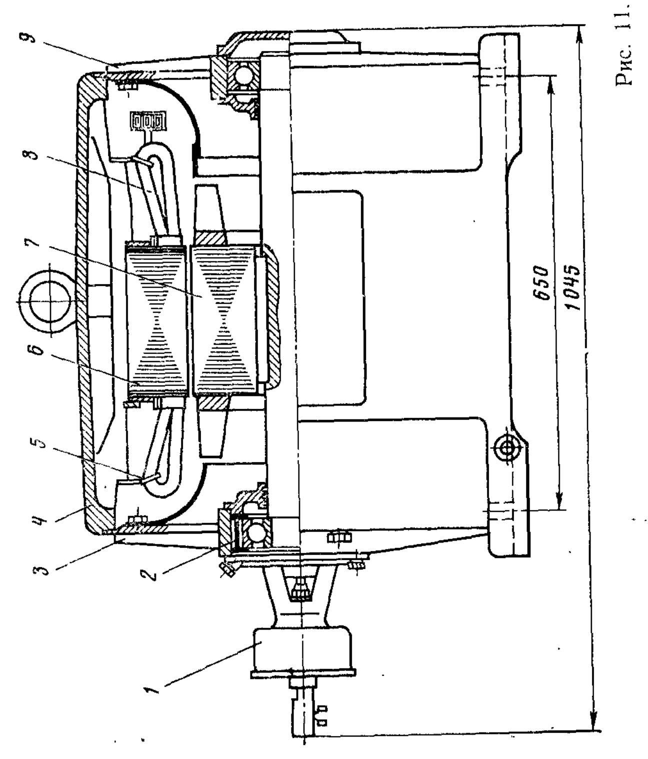


Рис. 11.11

ра *7*. Подшипниковые щиты *3* и *9* — стальные, сварные. На укороченном свободном конце вала расщепителя фаз закрепляют вращающуюся часть реле частоты вращения *1*, предназначенного для управления пуском расщепителя фаз.

В машине установлены подшипники высокого класса точности 6-317. Смазку подшипников выполняют через специальные смазочные отверстия, одно из которых находится в крышке подшипника со стороны реле частоты вращения, а другое — в трубке, выведенной из подшипникового узла в сторону выводной коробки. Отверстия нормально закрыты винтами для предотвращения попадания грязи в подшипники. При сборке машины подшипники заполнены консистентной смазкой ЖРО.

Для предотвращения протекания разрушающих подшипники токов, вызванных несимметрией магнитного потока, один из подшипников *2* (со стороны реле частоты вращения) изолирован от корпуса и разрывает таким образом цепь протекания токов по контуру станина — подшипниковые щиты — вал. Изоляция выполнена в виде миканитовой втулки, заключенной между двумя стальными втулками, запрессованными в гнезде подшипникового щита. С торцов наружная обойма подшипника также изолирована от крышек двумя гетинаксовыми шайбами толщиной 0,5 мм.

Сердечники статора *6* и ротора *7* набраны из штампованных листов электротехнической стали Э11 толщиной 0,5 мм (ГОСТ 802—58). Пазы ротора залиты алюминием. Листы статора изолированы масляным лаком горячей сушки и сжаты торцовыми нажимными кольцами при помощи кольцевой шпонки. Пазы статора полуоткрытые размером 9,4 × 40 мм; ширина шлица 5,5 мм (все размеры в штампе). Для улучшения пусковых свойств машины пазы статора имеют скос на одно зубцовое деление. Обмотка *8* статора намотана жесткими катушками. Фазы соединены в звезду. Обмотка несимметричная, пространственные углы между осями фаз составляют: между первой и второй $\alpha = 126°$; между второй и третьей $\beta = 114°$; между третьей и первой $\gamma = 120°$.

Схема обмотки статора представлена на рис. 11.12. Данные обмоток статора приведены в табл. 11.2.

Для регулирования напряжения первая фаза двигательной обмотки имеет отвод M_2 от 28-го витка. Из условия получения наилучшей симметрии напряжения подключение генераторной фазы к двигательной выбрано в точке M_2; вывод M остается свободным.

Изоляция паза выполнена одним слоем стеклолакоткани ЛСБ толщиной 0,15 мм (ГОСТ 10156—70) и одним слоем стекломиканита $Г_2ФГ11$ (ГОСТ 8727—69) толщиной 0,3 мм. Между верхним и нижним слоем катушки в пазу лежат две прокладки из картона ЭВ (ГОСТ 2824—60) толщиной по 1 мм.

Кроме указанной изоляции, катушка статора в пазовой части изолирована одним слоем стеклолакотканевой ленты ЛСБ толщиной 0,15 мм в $^1/_4$ перекрыши, а лобовые части катушки изолированы такой же лакотканью одним слоем вполуперекрышу и дополнительно одним слоем стеклянной ленты толщиной 0,1 мм (ГОСТ 5937—68). Лобовые части катушки (см. рис. 11.11) привязаны к изолированным

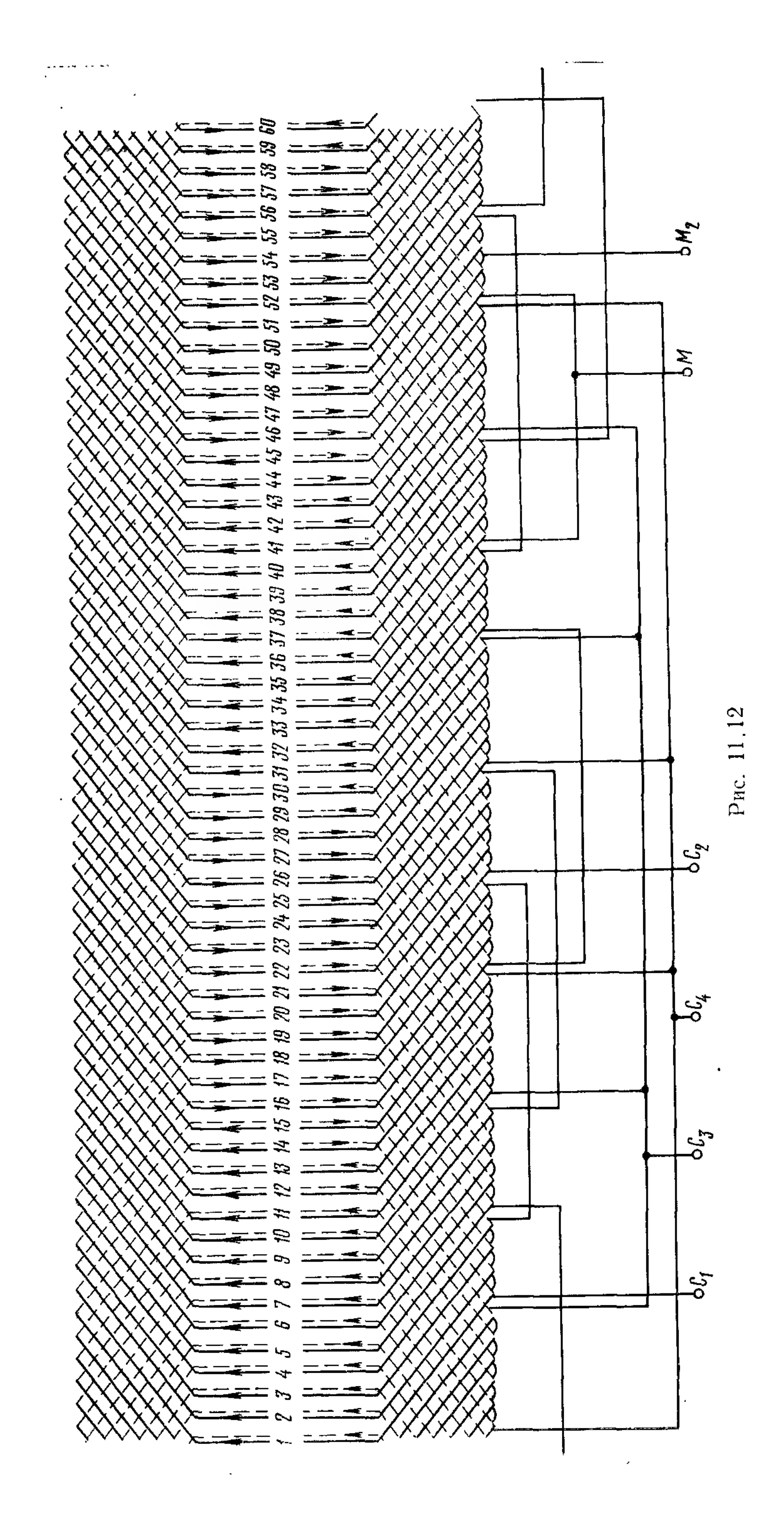


Рис. 11.12

Таблица 11.2

Параметры	Двигательная обмотка		Генераторная обмотка
	Первая фаза C_1-M	Вторая фаза C_2-M	Третья фаза C_3-C_4
Число полюсов	4	4	4
» витков	32	40	54
» пазов на полюс и фазу	4	5	6
» витков в катушке	2	2	9
» параллельных проводов	6	6	2
Всего проводов в пазу	24	24	36
Число параллельных ветвей	1	1	4
Марка и размер провода	ПСД 2,1×2,83	— 2,1×2,83	1,25×2,83
Шаг обмотки	1—14	1—14	1—14
Тип »	Двухслойная, трехфазная		
Сопротивление при +20° С, Ом	0,0213	0,034	0,0489

стальным бандажным кольцам *5*, закрепленным в свою очередь к станине. Пазовый клин изготовлен из гетинакса марки В (ГОСТ 2718—66) толщиной 3 мм. Обмотка статора дважды пропитана в глифтальмасляно-меламиновом лаке МГМ-8, а лобовые части ее покрыты маслостойкой эмалью ГФ-92ГС (ГОСТ 9151—59).

На станине машины имеется указатель направления вращения ротора.

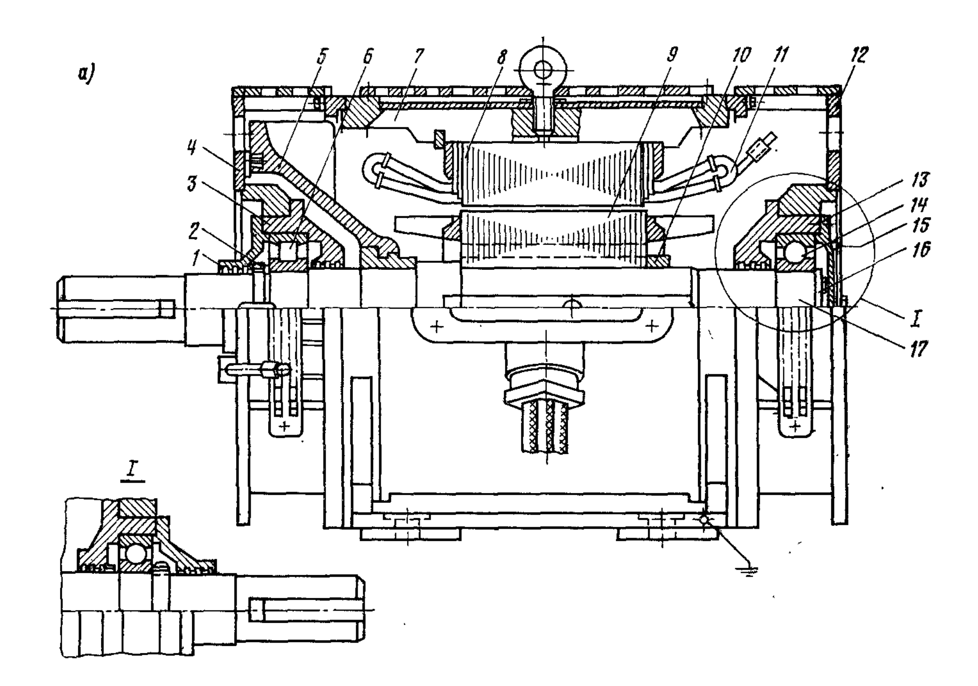
Двигатели вентиляторов и компрессоров. Для привода компрессоров и центробежных вентиляторов на электровозах переменного тока ВЛ80 применяют унифицированный трехфазный асинхронный электродвигатель типа АЭ92-4. На рис. 11.13 приведены продольный (*а*) и поперечный (*б*) разрезы этого двигателя. Основные технические данные двигателя при питании его симметричным трехфазным напряжением: мощность 40 кВт; напряжение 380 В (звезда); ток 90 А; частота вращения 1405 об/мин; коэффициент мощности 0,79; к. п. д. 85,5%.

Двигатель рассчитан для работы при несимметричном питающем напряжении с коэффициентом несимметрии напряжения до 9% и изменении напряжения в диапазоне 280—460 В.

При работе в несимметричном режиме двигатель имеет мощность 28,5 кВт при пониженном напряжении и 32 кВт — при номинальном и повышенном напряжении.

Двигатель АЭ92-4 с повышенным скольжением, защищенного исполнения, горизонтальной установки с аксиальной самовентиляцией состоит из станины *7* с сердечником *8*, обмотки статора *11*, коробки выводов *19*, сердечника ротора *9* с валом *17*, подшипников *6* и *14*, подшипниковых щитов *4*, *12* и вентилятора *5*. Станина стальная сварная состоит из двух торцовых колец, приваренных к продольным ребрам и обшивке. Сердечник набран из штампованных листов электротехнической стали, закрепленных продольной и кольцевой шпонками.

В открытые пазы сердечника уложены катушки обмотки статора, выполненные из прямоугольного обмоточного провода ПСДК.



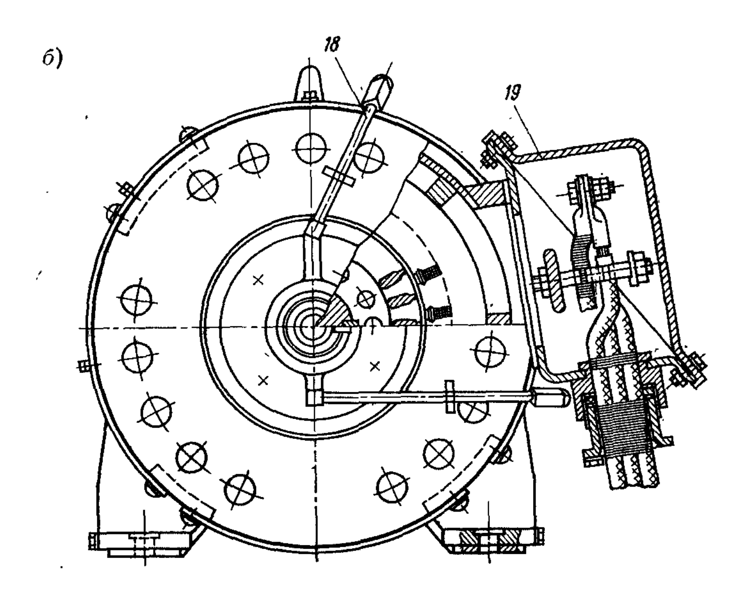


Рис. 11.13

19 Зак. 673

Обмотка статора двухслойная петлевая. Все пайки выполнены серебряным припоем ПСр 2,5.

Катушки закреплены в пазах магнитными клиньями. Магнитный клин состоит из листового стеклотекстолита с запрессованной в него стальной сеткой.

Изоляция обмотки статора кремнийорганическая. Корпусная изоляция катушек выполнена тремя слоями микаленты ЛФК-ТТ (ГОСТ 4268—65) толщиной 0,17 мм. Катушки пропитывают и запекают до укладки их в пазы статора. Обмотанный статор подвергают трехкратной пропитке в лаке К-47к и сушке. Лобовые части обмотки после запекания покрыты кремнийорганической эмалью ПКЭ-22 горячей сушки. Выводы обмотки статора выполнены гибким одножильным кабелем РКГМ сечением 16 мм² и закреплены при помощи изоляционных колодок в коробке выводов.

Ротор имеет короткозамкнутую клетку. Сердечник ротора набран из штампованных листов электротехнической стали, пазы его залиты алюминиевым сплавом повышенного сопротивления АКМ12-4. В сердечнике ротора имеются осевые вентиляционные каналы. От осевого перемещения сердечник предохранен кольцом *10*, насаженным на вал горячей посадкой. На валу расположен вентилятор, отлитый из алюминиевого сплава АЛ-2, стальная ступица вентилятора насажена на вал горячей посадкой.

Подшипниковые щиты стальные, сварные имеют вентиляционные окна для входа и выхода воздуха. Подшипники качения № 70-315Ш и № 2315Ш заключены в стальные капсулы *3*, закрыты стальными крышками *1* и *13*. В местах сопряжения с валом капсулы и лабиринтовые крышки имеют жировые канавки, предохраняющие узел от вытекания смазки из подшипниковых камер. Со стороны свободного конца вала внутреннее кольцо подшипника *6* закреплено гайкой *2*. С противоположной стороны внутреннее кольцо подшипника *14* закреплено диском *16*, привинченным к торцу вала болтами. Капсулы подшипников и лабиринтовые крышки дополнительно снабжены фетровыми кольцами, предупреждающими попадание в подшипники пыли.

Лабиринтовые крышки и крышки подшипников имеют по два отверстия для пополнения через трубки *15*, *18* подшипниковых камер смазкой. Подшипники двигателя заправлены смазкой ЦИАТИМ-221.

Рабочие и механическая характеристики двигателя приведены на рис. 11.14 и 11.15.

Двигатели насосов. Для перекачивания транс-

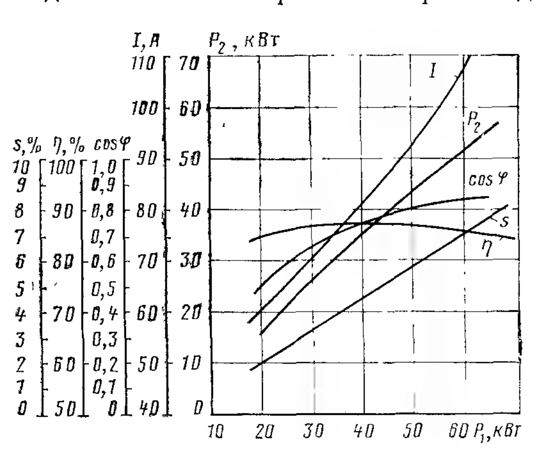


Рис. 11.14

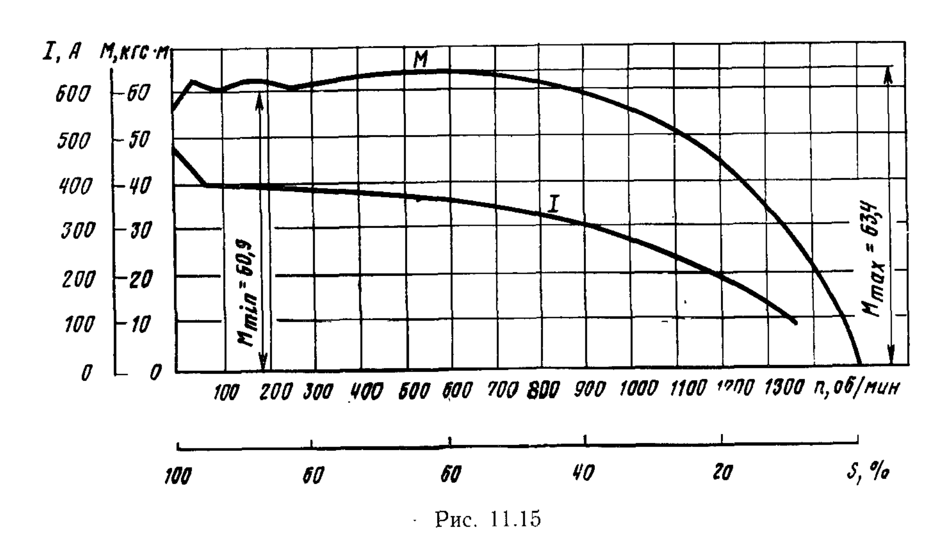


Рис. 11.15

форматорного масла в системе охлаждения силового трансформатора электровоза ВЛ80 применяют электронасос типа 4ТТ63/10, состоящий из одноступенчатого центробежного насоса и трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (рис. 11.16).

Подача насоса 63 м³/ч, напор 10 м. Двигатель имеет мощность 2,8 кВт, напряжение 220/380 В, ток 10,5 /6,1 А, частоту вращения 1420 об/мин, предназначен для работы в условиях питания несимметричным напряжением таким же, как и для двигателя АЭ92-4.

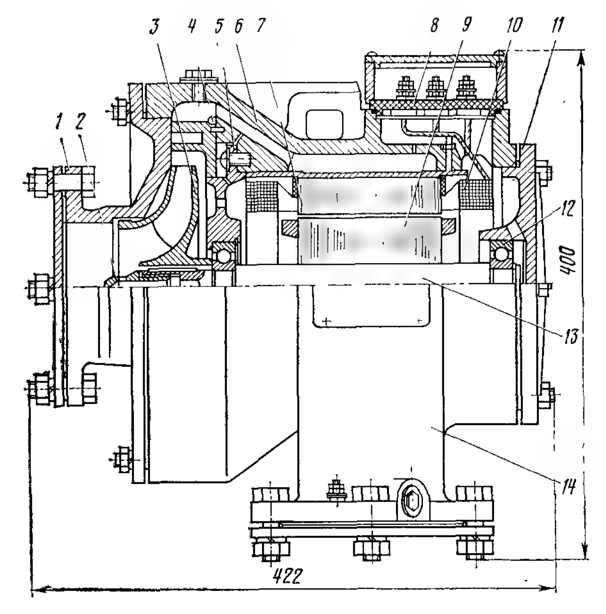


Рис. 11.16

Корпус насоса *6* имеет два патрубка: всасывающий *1* и напорный *14*. В корпус запрессована стальная гильза с сердечником статора *7*. Обмотка *10* статора всыпная однослойная концентрическая, выполнена проводом ПСД. Выводные концы обмотки подсоединены к панели выводов *8*, размещенной в верхней части корпуса. Ротор *9* двигателя короткозамкнутый, вращается в двух шарикоподшипниках *12* № 6-306, расположенных в подшипниковых щитах *5* и *11*. На конце вала *13* закреплено гайкой *2* и стопорной шайбой рабочее колесо насоса *3*. Вал полый, для обеспечения циркуляции трансформаторного масла. На рис. 11.16 позиция *4* — каналы выпрямляющего аппарата.

Исполнение электронасоса — герметичное, что исключает возможность утечки трансформаторного масла во внешнюю среду. Герметичность достигнута установкой на всех соединениях резиновых уплотнительных прокладок.

Глава 45

ПРИМЕР РАСЧЕТА АСИНХРОННОГО РАСЩЕПИТЕЛЯ ФАЗ

§ 45.1. Исходные данные и выбор основных параметров

В примере использована методика Всесоюзного научно-исследовательского института электромеханики по расчету асинхронных двигателей. Исходные данные для расчета следующие: мощность трехфазной нагрузки 105 кВА; коэффициент мощности $\cos\varphi = 0{,}755$ $(\varphi = 41°)$; номинальное напряжение однофазной сети 380 В; частота 50 Гц; магнитная система — активная сталь асинхронного двухполюсного двигателя единой серии А82-2, для которого в трехфазном исполнении отношение $\dfrac{\text{вольт}}{\text{виток}} = \dfrac{220}{42} = 5{,}25$.

Магнитная система (см. приложение 8) имеет следующие размеры:

$D_a = 423$ мм; $D = 240$ мм; $D' = 237{,}2$ мм; $D_a' = 70$ мм; $l_1 = 180$ мм; $l_2 = 190$ мм; $\delta = 1{,}4$ мм (рис. 11.17).

Размеры паза статора:

$d_1 = 17{,}5$ мм; $d_2 = 11{,}3$ мм; $h_{ш1} = 1$ мм; $h_3 = 2$ мм; $b_{ш1} = 3{,}2$ мм; $h_{z1} = 38$ мм (рис. 11.18).

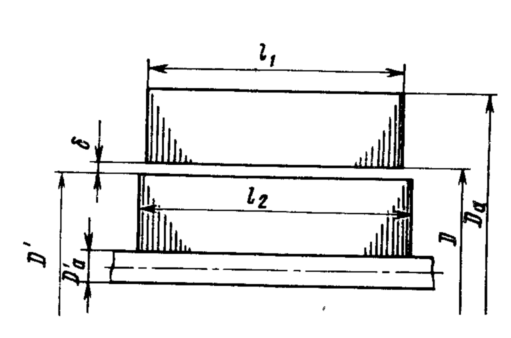


Рис. 11.17

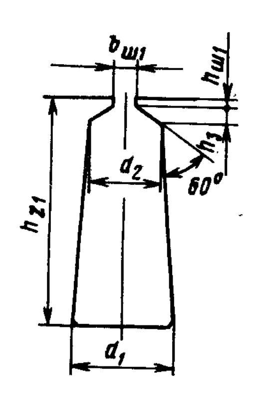


Рис. 11.18

Размеры паза ротора:

$b = 6$ мм; $h_{ш2} = 1$ мм; $b_{ш2} = 1{,}5$ мм; $h_{z2} = 36$ мм (рис. 11.19).

Число пазов статора $Z_1 = 36$; число пазов ротора $Z_2 = 28$. Число пар полюсов $p = 1$, частота вращения 3000 об/мин. Сердечник статора и ротора изготовлен из электротехнической стали марки Э11. Для заливки ротора применен алюминий марки А1. Короткозамыкающее кольцо обмотки ротора имеет сечение $S_к = 1100$ мм²; толщина кольца в радиальном направлении $b_к = 40$ мм; ширина кольца в осевом направлении $a_к = 31$ мм. Сечение стержня ротора $S_2 = 200$ мм².

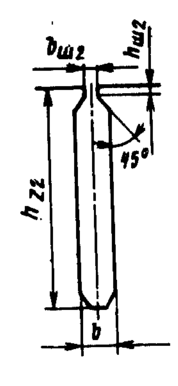


Рис. 11.19

В результате предварительных расчетов, выполненных в соответствии с указаниями, изложенными в § 44.3, принимаем следующие данные обмотки статора (табл. 11.3) и выполняем по ним поверочный расчет.

Коэффициент заполнения паза медью

$$\kappa_з = n_1 d^2 / S_i,$$

где n_1 — число проводов в пазу; S_i — площадь паза всвету с изоляцией; d — диаметр провода с изоляцией.

Таблица 11.3

Параметры	Двигательная обмотка		Генераторная обмотка
	Первая фаза C_1-C_4	Вторая фаза C_2-C_5	Третья фаза C_3-C_6
Число полюсов	2	2	2
Тип обмотки	Двухслойная		
Число пазов на полюс и фазу	4	8	6
Полное число витков	24	48	48
Число витков в секции	3	3	4
» параллельных проводов	12	12	9
» параллельных ветвей	1	1	1
Всего проводов в пазу	72	72	72
Шаг обмотки	1—15	1—15	1—15
Марка провода и диаметр	ПСДТ ∅ 1,74 мм		

Максимальный диаметр изолированного провода ПСДТ согласно ГОСТ 7019—71 равен $d = 1{,}99$ мм. Тогда

$$\kappa_з = 72 \cdot 1{,}99^2/404 = 0{,}706,$$

что допустимо. Обычно коэффициент заполнения $\kappa_з$ принимают в пределах 0,68—0,73.

§ 45.2. Расчет магнитной цепи

Шаг обмотки в долях полюсного деления

$$\beta_1 = 2py/Z_1 = 2 \cdot 14/36 = 0{,}778.$$

Обмоточный коэффициент двигательной обмотки по формуле (11.18)

$$\kappa_д = \frac{\sin\dfrac{180 \cdot 12}{36}}{12 \sin\dfrac{180}{36}} \sin\left(0{,}778\,\frac{180}{2}\right) = 0{,}776.$$

Эффективное число витков двигательной обмотки

$$w_{дэ} = 0,776 \cdot 72 = 55,9.$$

Для определения магнитного потока предварительно принимаем э. д. с. при нагрузке $E_д = 345$ В. Тогда по формуле (11.16)

$$\Phi = 345/(222 \cdot 55,9) = 0,0278 \text{ Вб}.$$

Полюсное деление

$$\tau = \pi D/2p = \pi 240/2 = 376,8 \text{ мм}.$$

Зубцовое деление статора

$$t_1 = \pi D/Z_1 = \pi \cdot 240/36 = 20,93 \text{ мм}.$$

Зубцовое деление ротора

$$t_2 = \pi D'/Z_2 = \pi \cdot 237,2/28 = 26,6 \text{ мм}.$$

Коэффициент воздушного зазора [20]

$$\kappa_\delta = \kappa_{\delta 1} \kappa_{\delta 2},$$

где $$\kappa_{\delta 1} = \frac{5+\frac{b_{ш1}}{\delta}}{5+\frac{b_{ш1}}{\delta}\cdot\frac{t_1-b_{ш1}}{t_1}} = \frac{5+\frac{3,2}{1,4}}{5+\frac{3,2}{1,4}\cdot\frac{20,93-3,2}{20,93}} = 1,05;$$

$$\kappa_{\delta 2} = \frac{5+\frac{b_{ш2}}{\delta}}{5+\frac{b_{ш2}}{\delta}\cdot\frac{t_2-b_{ш2}}{t_2}} = \frac{5+\frac{1,5}{1,4}}{5+\frac{1,5}{1,4}\cdot\frac{26,6-1,5}{26,6}} = 1,01.$$

Тогда $\kappa_\delta = 1,05 \cdot 1,01 = 1,06$.

Индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta = \frac{\Phi \cdot 10^4}{l_1 \tau \alpha_\delta} = \frac{0,0278 \cdot 10^4}{18 \cdot 37,68 \cdot 0,637} = 0,643 \text{ Т},$$

где α_δ — коэффициент полюсного перекрытия, равный 0,637.

Магнитное напряжение воздушного зазора

$$F_\delta = 0,8\delta\kappa_\delta B_\delta \cdot 10^3 = 0,8 \cdot 1,4 \cdot 1,06 \cdot 0,643 \cdot 10^3 = 758,7 \text{ А}.$$

Расчетная ширина зубца статора (трапецеидальный зубец)

$$b_{z1} = \frac{b_{z\max}+2b_{z\min}}{3} = \frac{10,28+2 \cdot 10,06}{3} = 10,13 \text{ мм}.$$

Индукция в зубцах статора

$$B_{z1} = \frac{B_\delta t_1}{b_{z1} \kappa_{c1}} = \frac{0,643 \cdot 20,93}{10,13 \cdot 0,93} = 1,43 \text{ Т},$$

где $\kappa_{c1} = 0,93$ — коэффициент, учитывающий заполнение пакета сталью (в данном случае листы статора толщиной 0,5 мм лакируют).

Напряженность магнитного поля по табл. 1.5 приложения 1

$$H_{z1} = 10,9 \text{ А/см}.$$

Магнитное напряжение зубцов статора

$$F_{z1} = h_{z1} H_{z1} = 3,8 \cdot 10,9 = 41,42 \text{ А}.$$

Расчетная ширина зубца ротора

$$b_{z2} = \frac{19,7+2 \cdot 12,52}{3} = 14,91 \text{ мм}.$$

Индукция в зубцах ротора

$$B_{z2} = \frac{B_\delta t_2}{b_{z2} \kappa_{c2}} = \frac{0,643 \cdot 26,6}{14,91 \cdot 0,95} = 1,2 \text{ Т},$$

где $\kappa_{c2} = 0,95$, так как листы ротора не лакированы.

Магнитное напряжение зубцов ротора

$$F_{z2} = h_{z2} H_{z2} = 3,6 \cdot 6,4 = 23,04 \text{ А}.$$

Расчетная высота спинки статора

$$h_c = \frac{D_a - D}{2} - h_{z1} = \frac{423-240}{2} - 38 = 53,5 \text{ мм}.$$

Индукция в спинке статора

$$B_c = \frac{\Phi \cdot 10^4}{2l_1 h_c \kappa_{c1}} = \frac{0,0278 \cdot 10^4}{2 \cdot 18 \cdot 5,35 \cdot 0,93} = 1,55 \text{ Т}.$$

Расчетная длина силовой линии в спинке статора

$$L_c = \pi \frac{D_a - h_c}{4p} = \pi \frac{423-53,5}{4} = 290 \text{ мм}.$$

Магнитное напряжение спинки статора

$$F_c = L_c H_c^* = 29 \cdot 7,39 = 214,31 \text{ А}.$$

Индукция в спинке ротора

$$B_р = \frac{\Phi \cdot 10^4}{2l_2 h_р \kappa_{c2}} = \frac{0,0278 \cdot 10^4}{2 \cdot 19 \cdot 8,26 \cdot 0,95} = 0,935 \text{ Т}.$$

Расчетная высота спинки

$$h_р = \frac{D'}{2} - h_{z2} = \frac{237,2}{2} - 36 = 82,6 \text{ мм}.$$

Для роторов двухполюсных асинхронных двигателей, насаженных непосредственно на вал, как это принято в данном случае, расчетная длина силовой линии в спинке ротора

$$L_р = h_р = 82,6 \text{ мм}.$$

Магнитное напряжение спинки ротора

$$F_р = L_р H_р^{**} = 8,26 \cdot 4,32 = 35,68 \text{ А}.$$

Намагничивающая сила

$$F_в = F_\delta + F_{z1} + F_{z2} + F_c + F_р = 758,7 + 41,42 + 23,04 + 214,31 + 35,68 = 1073,15 \text{ А}.$$

* Для статоров двухполюсных электрических машин при индукциях свыше 1,4 Т для сталей Э1 и Э2 напряженность магнитного поля определяют из уравнения $H_c = \psi$ $(B - 0,4)$ по основной кривой намагничивания (см. табл. 1.1 приложения 1).

** Для роторов двухполюсных асинхронных электродвигателей, насаженных непосредственно на вал, значение $H_р$ определяют по основной кривой намагничивания.

Ток намагничивания по формуле (11.19)

$$I_\mu = 2,22\ \frac{F}{w_{\text{дэ}}}\ p = 2,22\ \frac{1073,15}{55,9} = 42,6\ \text{А}.$$

Коэффициент насыщения

$$\kappa_{\text{н}} = F_{\text{в}}/F_\delta = 1073,15/758,7 = 1,42.$$

§ 45.3. Параметры обмотки статора

Обмотку статора выполняют с применением изоляции класса В. Изоляция паза (см. рис. 11.9) следующая:

стекломиканит *1* гибкий толщиной 0,3 мм марки $Г_2ФГ11$ (ГОСТ 8727—69);

стеклолакоткань *2* черная толщиной 0,15 мм (два слоя) марки ЛСБ (ГОСТ 10156—70);

прокладка *3* на дно паза — стеклолакоткань черная толщиной 0,15 мм ЛСБ (ГОСТ 10156—70);

прокладка *4* между слоями — стекломиканит гибкий толщиной 0,5 мм марки $Г_2ФГ11$ (ГОСТ 8727—69);

добавочная изоляция верхнего слоя обмотки *7* — стеклолакоткань черная толщиной 0,15 мм марки ЛСБ (ГОСТ 10156—70);

подкладка под клин *6* — стеклотекстолит толщиной 0,5 мм марки СТ-1 (ГОСТ 12652—74);

клин *5* — стеклотекстолит толщиной 2,5 мм марки СТ-1 (ГОСТ 12652—74).

Проводимость рассеяния трапециевидного паза статора (рис. 11.20)

$$\lambda_{\text{п}} = 0,4\pi\left[\frac{h_1}{3d_2}\,\kappa_\beta + \left(\frac{h_2}{d_2} + \frac{3h_{\text{ш}}}{d_2 + 2b_{\text{ш}1}} + \frac{h_{\text{ш}1}}{b_{\text{ш}1}}\right)\kappa_{\beta 1}\right].$$

Для однофазной двухслойной обмотки при укладке всех катушек из верхнего слоя в нижний:

$$\kappa_\beta = 1 - \frac{3}{8}\cdot\frac{\varepsilon_{\text{п}}}{q};\quad \kappa_{\beta 1} = 1 - \frac{\varepsilon_{\text{п}}}{2q}\left(\text{при } q \geqslant \varepsilon_{\text{п}};\ \frac{z_1}{2p} \geqslant q + \varepsilon_{\text{п}}\right).$$

Укорочение шага в зубцовых (пазовых) делениях

$$\varepsilon_{\text{п}} = \frac{Z_1}{2p} - y = \frac{36}{2} - 14 = 4.$$

Для первой фазы двигательной обмотки:

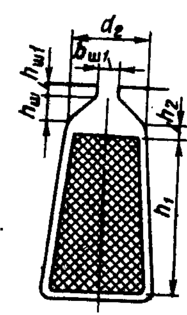


Рис. 11.20

$$\kappa_\beta = 1 - \frac{3}{8}\cdot\frac{4}{4} = 0,625;\quad \kappa_{\beta 1} = 1 - \frac{4}{2\cdot 4} = 0,5;$$

$$\lambda_{\text{п}1} = 0,4\pi\left[\frac{30}{3\cdot 11,3}\,0,625 + \left(\frac{4,4}{11,3} + \frac{3\cdot 2}{11,3 + 2\cdot 3,2} + \frac{1}{3,2}\right)0,5\right] = 1,36.$$

Для второй фазы двигательной обмотки:

$$\kappa_\beta = 0,813;\quad \kappa_{\beta 1} = 0,75;\quad \lambda_{\text{п}3} = 1,9.$$

Для генераторной фазы:

$$\kappa_\beta = 0,75;\quad \kappa_{\beta 1} = 0,666;\quad \lambda_{\text{п}5} = 1,71.$$

Проводимость рассеяния высших гармонических [69, 80]

$$\lambda_z = \frac{t_1\,\kappa^2}{9,5\delta\kappa_\delta}.$$

Обмоточный коэффициент для первой фазы двигательной обмотки, определяемый по формуле (11.18), для $q_1 = 4$ равен $\kappa = \kappa_{w1} = 0,922$. Следовательно

$$\lambda_{z1} = \frac{20,93\cdot 0,922^2}{9,5\cdot 1,4\cdot 1,06} = 1,26.$$

Аналогично для второй фазы двигательной обмотки при $q_3 = 8$:

$$\kappa = \kappa_{w3} = 0,866;\quad \lambda_{z3} = 1,11.$$

Для генераторной фазы при $q_5 = 6$:

$$\kappa = \kappa_{w5} = 0,897;\quad \lambda_{z5} = 1,2.$$

Проводимость рассеяния лобовых частей однофазной двухслойной обмотки

$$\lambda_S = 0,35\left(1 - 0,6\,\frac{2pq}{Z_1}\right)\frac{q}{l_1}\left(l_S - 0,64\beta_1\tau\right).$$

Формула применима при $q \geqslant 2$ и $\frac{2pq}{Z_1} \geqslant 1/3$; при $q = 1$, а также при $\frac{2pq}{Z_1} < 1/3$ — множитель $\left(1 - 0,6\,\frac{2pq^3}{Z_1}\right)$ заменяют коэффициентом 0,8. В данном случае средняя длина лобовой части секции $l_S = 512$ мм.

Для первой фазы двигательной обмотки

$$\lambda_{S1} = 0,35\cdot 0,8\,\frac{4}{18}\,(51,2 - 0,64\cdot 0,778\cdot 37,68) = 2,02;$$

для второй — $\lambda_{S3} = 3,7$; для генераторной фазы $\lambda_{S5} = 3,02$.

Суммарная проводимость рассеяния:

$$\lambda = \lambda_{\text{п}} + \lambda_z + \lambda_S;$$

$$\lambda_1 = 4,64;\quad \lambda_3 = 6,71;\quad \lambda_5 = 5,93.$$

Реактивное сопротивление рассеяния

$$x = 4\pi\,\frac{w^2}{pq}\,fl_1\,\lambda\cdot 10^{-8}.$$

Для первой фазы двигательной обмотки

$$x_1 = 4\pi\,\frac{24^2}{1\cdot 4}\,50\cdot 18\cdot 4,64\cdot 10^{-8} = 0,076\ \text{Ом};$$

для второй — $x_3 = 0,218$ Ом; для генераторной фазы $x_5 = 0,258$ Ом.

Активное сопротивление фаз всыпной обмотки статора

$$r = \rho_{75^\circ}\,\frac{l_w}{aq_{\text{ст}}}\cdot\frac{w}{100}.$$

Длина витка обмотки

$$l_w = 2\,(l_1 + l_S) = 2\,(18 + 51,2) = 138,4\ \text{см}.$$

Для первой фазы двигательной обмотки

$$r_1=\frac{1}{46}\cdot\frac{138,4}{1\cdot 28,54}\cdot\frac{24}{100}=0,025 \text{ Ом};$$

для второй — $r_3 = 0,05$ Ом;
для генераторной фазы $r_5=0,067$ Ом.

§ 45.4. Параметры обмотки ротора

Проводимость рассеяния паза (см. рис. 11.19) с учетом вытеснения тока в стержне

$$\lambda_{п2}\approx 0,3+\frac{h_x}{3b}+\frac{h_{ш2}}{b_{ш2}},$$

где h_x — условная глубина проникновения тока частотой 100 Гц (от обратного поля), подсчитанная, например по [69, 80]; в данном случае $h_x = 15,75$ мм.

Следовательно,

$$\lambda_{п2}\approx 0,3+\frac{15,75}{3\cdot 6}+\frac{1}{1,5}=1,84.$$

Проводимость рассеяния высших гармонических

$$\lambda_{z2}=\frac{t_2}{9,5\delta\kappa_\delta}=\frac{26,6}{9,5\cdot 1,4\cdot 1,06}=1,89.$$

Проводимость рассеяния лобовых частей обмотки типа беличьей клетки (короткозамыкающее кольцо прилегает к пакету ротора)

$$\lambda_{S2}=\frac{2,9D_к}{Z_2\, l_1\, \gamma^2}\lg\frac{4,7D_к}{b_к+2a_к}.$$

Средний диаметр короткозамыкающего кольца $D_к = 197,2$ мм.
Коэффициент приведения тока кольца к току стержня:

$$\gamma=2\sin\frac{p\cdot 180}{Z_2}=2\sin\frac{1\cdot 180}{28}=0,224;$$

$$\lambda_{S2}=\frac{2,9\cdot 19,72}{28\cdot 18\cdot 0,224^2}\lg\frac{4,7\cdot 19,72}{4+2\cdot 3,1}=2,17.$$

Суммарная проводимость

$$\lambda_2=\lambda_{п2}+\lambda_{z2}+\lambda_{S2}=1,84+1,89+2,17=5,9.$$

Индуктивное сопротивление обмотки ротора

$$x_2=2\pi f l_2\,\lambda_2\cdot 10^{-8}=2\pi\cdot 50\cdot 19\cdot 5,9\cdot 10^{-8}=3,52\cdot 10^{-4} \text{ Ом}.$$

Индуктивное сопротивление обмотки ротора, приведенное к первой фазе двигательной обмотки,

$$x_2'=x_2\,\frac{4w_{1э}^2}{Z_2}=3,52\,\frac{4\,(24\cdot 0,922)^2}{28}\,10^{-4}=0,024 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление обмотки ротора определяют следующим образом. Сопротивление стержня ротора (при температуре $+75°$ С)

$$r_с=\rho_{75°}\frac{l_2}{S_2}\cdot\frac{1}{100}\kappa_R,$$

где κ_R — коэффициент, учитывающий влияние вытеснения тока при частоте 100 Гц и вычисленный по одной из методик, например по [69, 80].

В данном случае $\kappa_R = 3,3$;

$$r_с=\frac{1}{21}\cdot\frac{19}{200}\cdot\frac{1}{100}\,3,3=1,48\cdot 10^{-4} \text{ Ом}.$$

Сопротивление части короткозамыкающего кольца, приведенное к току стержня,

$$r_к=\frac{2\pi D_к}{Z_2\,\gamma^2\,S_к}\cdot\frac{\rho_{75°}}{100}=\frac{2\pi\cdot 19,72}{28\cdot 0,224^2\cdot 1100}\cdot\frac{1}{21\cdot 100}=0,38\cdot 10^{-4} \text{ Ом}.$$

Сопротивление стержня ротора и короткозамыкающего кольца

$$r_2=r_с+r_к=1,48\cdot 10^{-4}+0,38\cdot 10^{-4}=1,86\cdot 10^{-4} \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление ротора, приведенное к первой фазе двигательной обмотки статора,

$$r_2'=r_2\,\frac{4w_{1э}^2}{Z_2}=1,86\frac{4\,(24\cdot 0,922)^2}{28}\,10^{-4}=0,013 \text{ Ом}.$$

§ 45.5. Расчет потерь

Полные потери в стали машины могут быть рассчитаны по [69, 80].
Основные потери в стали

$$p_{ст}=p_с+p_{z1}\,[1+2\sqrt{t_1\,(\kappa_\delta-1)^3}].$$

Масса спинки статора

$$m_с=\pi\,(D_a-h_с)\,h_с\,l_1\,\kappa_{с1}\cdot 7,8\cdot 10^{-3}=\pi\,(42,3-5,35)\,5,35\cdot 18\cdot 0,93\cdot 7,8\cdot 10^{-3}=81 \text{ кг}.$$

Потери в спинке статора

$$p_с=1,6p_1\,B_с^2\,m_с\sqrt{(f/50)^3}=1,6\cdot 3,3\cdot 1,55^2\cdot 81\cdot 1=1030 \text{ Вт},$$

где p_1 — удельные потери в стали Э11 при B=1 Т (согласно ГОСТ 802—58 для индукции $B = 1$ Т, см. приложение 2).

Расчетная масса зубцов

$$m_{z1}=Z_1\,b_{z1}\,h_{z1}\,l_1\,\kappa_{с1}\cdot 7,8\cdot 10^{-3}=36\cdot 1,013\cdot 3,8\cdot 18\cdot 0,93\cdot 7,8\cdot 10^{-3}=18,1 \text{ кг}.$$

Потери в зубцах статора

$$p_{z1}=1,8p_1\,B_{z1}^2\,m_{z1}\sqrt{(f/50)^3}=1,8\cdot 3,3\cdot 1,43^2\cdot 18,1\cdot 1=220 \text{ Вт}.$$

Следовательно,

$$p_{ст}=1030+220\,[1+2\sqrt{2,093\,(1,06-1)^3}]=1260 \text{ Вт}.$$

Потери на трение в подшипниках и вентиляцию определяют следующим образом. Для асинхронных двигателей с радиальной вентиляцией, но без радиальных каналов, с лопатками на торцах ротора эти потери

$$p_{\text{мх}} = \kappa_{\text{в}} \left(\frac{n}{1000} \right)^2 \left(\frac{D}{100} \right)^3 = 7 \left(\frac{3000}{1000} \right)^2 \left(\frac{240}{100} \right)^3 = 2620 \text{ Вт}.$$

Коэффициент $\kappa_{\text{в}} = 7$ для $D_a > 250$ мм; $\kappa_{\text{в}} = 6$ для $D_a \leqslant 250$ мм.

Н. с. обратной последовательности по формуле (11.26)

$$F_{01} = 0{,}9 I_{01} w_{1э} = 0{,}9 \cdot 360 \cdot 22{,}1 = 7160 \text{ А},$$

где значение $I_{01} = 360$ А предварительно принимают (см. § 44.3) и при построении векторной диаграммы уточняют это значение.

Ток в стержне ротора (11.24)

$$I_{02} = F_{01}/(0{,}45 Z_2) = 7160/(0{,}45 \cdot 28) = 568{,}2 \text{ А}.$$

Потери энергии в клетке ротора от обратного поля (11.25)

$$p_{02} = I_{02}^2 r_2 Z_2 = 568{,}2^2 \cdot 1{,}86 \cdot 10^{-4} \cdot 28 = 1681 \text{ Вт}.$$

Плотность тока в стержне ротора

$$j_2 = I_{02}/S_2 = 568{,}2/200 = 2{,}84 \text{ А/мм}^2.$$

Обмотки статора асинхронного расщепителя фаз обтекаются токами разной величины, что существенно осложняет расчет ее нагревания.

М. А. Козорезовым [109] предложена методика теплового расчета обмоток статора, использующая метод тепловых схем, позволяющая определить среднюю температуру обмоток.

§ 45.6. Построение векторной диаграммы

Предварительно определяют углы α, β, γ между осями обмоток фаз статора (см. рис. 11.6). Для этого находят угол δ по формуле (11.14)

$$\angle \delta = \frac{2\pi p}{Z_1} q_1 = \frac{2\pi \cdot 1}{36} 4 = 40°.$$

Аналогично по формуле (11.15)

$$\angle \varepsilon = \frac{2\pi p}{Z_1} q_3 = \frac{2\pi \cdot 1}{36} 8 = 80°,$$

тогда

$$\angle \theta = \angle \varepsilon/2 = 80/2 = 40°;$$

$$\angle \psi = \angle \delta/2 = 40/2 = 20°; \quad \rho = 90°.$$

Из треугольника $1—M—3$ получают $\angle \alpha = 120°$; следовательно, $\angle \gamma = 130°$; $\angle \beta = 110°$. Построение диаграммы ведут в соответствии с § 44.3.

Ток нагрузки (11.27)

$$I_{\text{нб}} = \frac{P \cdot 10^3}{\sqrt{3}\, U} = \frac{105 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 380} = 160 \text{ А}.$$

В масштабе тока под углом $(90° + 40°)$ откладывают полученный вектор. На выводы $3—5$ расщепителя фаз включена емкость 1000 мкФ (согласно § 44.3).

Емкостный ток (11.28)

$$I_c = \frac{U \cdot 2\pi f C}{10^6} = \frac{380 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 1000}{10^6} = 119 \text{ А}.$$

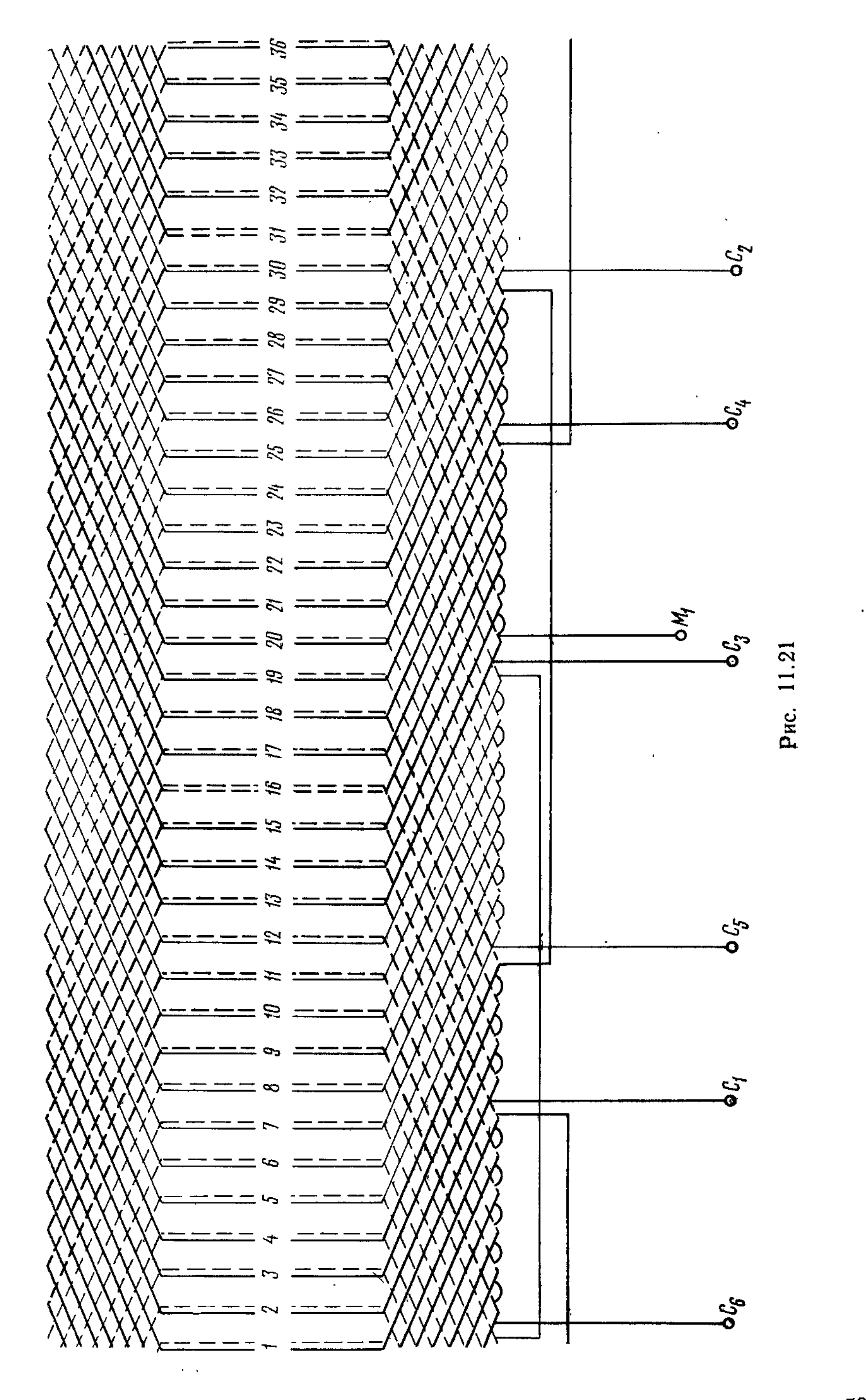


Рис. 11.21

Полученный вектор емкостного тока $\dot{I}_c$ прибавляют к току нагрузки $\dot{I}_{н5}$ (11.29) и находят ток в обмотке генераторной фазы $\dot{I}_5 = 60$ А.

Эффективное число витков обмотки фаз статора:

$$w_{1э} = w_1 \kappa_{w1} = 24 \cdot 0,922 = 22,13;$$
$$w_{3э} = w_3 \kappa_{w3} = 48 \cdot 0,866 = 41,57;$$
$$w_{5э} = w_5 \kappa_{w5} = 48 \cdot 0,897 = 43,06;$$
$$w_{дэ} = 55,9.$$

Имея значения эффективного числа витков, ведут построение тока $\dot{I}_3$ (11.35). Для этого вектор тока в генераторной фазе приводят к двигательной фазе

$$\dot{I}_5 \, w_{5э}/w_{дэ} = 60 \cdot 43,06/55,9 = 46,2 \text{ А}$$

и поворачивают его в направлении движения часовой стрелки на угол $\rho = \pi/2$.

Отложив полученный вектор в отрицательном направлении, прибавляют к нему вектор намагничивающего тока $\dot{I}_\mu$, вектор активного тока по формуле (11.36)

$$\dot{I}_a = \frac{p_{ст} + p_{мх} + p_{o2}/2}{U} = \frac{1260 + 2620 + 1681/2}{380} = 12,4 \text{ А},$$

и вектор — $\dot{I}_5 \dfrac{w_{1э}}{w_{дэ}} = -60 \dfrac{22,13}{55,9} = -23,8$ А, повернутый на угол $\theta = 40°$ по часовой стрелке. Получают вектор тока $\dot{I}_3 = 80$ А и по формуле (11.30′) $\dot{I}_1 = 114$ А. Далее, определив величины

$$\dot{I}_3 \frac{w_{3э}}{w_{1э}} = 80 \frac{41,57}{22,13} = 150,4 \text{ А и } \dot{I}_5 \frac{w_{5э}}{w_{1э}} = 60 \frac{43,06}{22,13} = 117 \text{ А},$$

по формуле (11.38) находят значение вектора тока обратной последовательности $\dot{I}_{01} = 362$ А. Сравнивают полученное значение с ранее принятым при определении н. с. обратной последовательности, поскольку отклонение небольшое — пересчета не делают.

Определяют падение напряжения в обмотках фаз статора от соответствующего тока:

$$I_1 x_1 = 114 \cdot 0,076 = 8,7 \text{ В}; \qquad I_5 x_5 = 60 \cdot 0,258 = 15,5 \text{ В};$$
$$I_1 r_1 = 114 \cdot 0,025 = 2,9 \text{ В}; \qquad I_5 r_5 = 60 \cdot 0,067 = 4 \text{ В};$$
$$I_3 x_3 = 80 \cdot 0,218 = 17,4 \text{ В}; \qquad I_{01} x_2' = 362 \cdot 0,024 = 8,7 \text{ В};$$
$$I_3 r_3 = 80 \cdot 0,05 = 4 \text{ В}; \qquad I_{01} \frac{r_2'}{2} = 362 \frac{0,013}{2} = 2,35 \text{ В}.$$

Затем откладывают полученные значения на диаграмме. Соединяют концы векторов суммарных падений напряжений в первой и второй фазах двигательной обмотки и получают вектор э. д. с. двигательной обмотки при нагрузке $\dot{E}_д = 344$ В. В электромагнитном расчете это значение принимали равным 345 В, следовательно, корректировки расчета не нужно. Направление вектора э. д. с. $\dot{E}_д$ близко к ранее намеченному при построении вектора $\dot{I}_\mu$.

Под углами $\theta = 40°$ и $\psi = 20°$ на векторе $\dot{E}_д$ строят значение э. д. с. $\dot{E}_1$ и E_3. Из точки M откладывают вектор $\dot{E}_5 = \dot{E}_д \dfrac{w_{5э}}{w_{дэ}}$; $\dot{E}_5 = 344 \dfrac{43,06}{55,9} = 264$ В (11.42). Построив падения напряжения в генераторной фазе, получают вектор напряжения $\dot{U}_5$ и значения линейных напряжений $\dot{U} = 380$ В; $\dot{U}_{35} = 372$ В; $\dot{U}_{15} = 380$ В. Полученные значения напряжений приемлемы и на этом расчет заканчивают. Обмотка статора представлена на рис. 11.21.

К ВОПРОСУ О РАСЧЕТЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЛЕКТОРНЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

1. Предварительные замечания

В § 1.1 отмечалось, что двигатель с последовательным возбуждением, в основном удовлетворяя требованиям электрической тяги, все же не свободен от некоторых недостатков, к которым относятся: подверженность к разносному боксованию колесных пар, приводимых им в движение, относительная сложность перевода его из двигательного режима в режим рекуперативного торможения и пр. Это заставляет работников электропромышленности и МПС исследовать другие системы возбуждения тяговых двигателей.

Наиболее общим решением является использование смешанного возбуждения с согласно действующими намагничивающими силами последовательной ($F_{посл}$) и независимой ($F_{нез}$) обмоток главных полюсов машины. Различное соотношение этих н. с. позволяет создавать двигатели с самым различным типом тяговых характеристик, начиная с самых мягких при наличии $F_{посл}$ и $F_{нез} = 0$, кончая наиболее жесткими при наличии $F_{нез}$ и $F_{посл} = 0$. При совместном согласном действии их, когда $F_в = F_{нез} + F_{посл}$, характеристики получают любое промежуточное очертание в зависимости от соотношения величин $F_{нез}$ и $F_{посл}$. Установление этого соотношения, т. е. типа тяговой характеристики двигателя, является одной из задач очень сложной проблемы — выявления технико-экономических параметров создаваемого электротягового устройства.

Многогранность этой проблемы не позволяет решать ее чисто математически в общем виде, заставляя выполнять ряд вариантных расчетов для заданных условий, причем комплексно, совместным усилием инженеров — электрификаторов, выбирая оптимальное решение с народнохозяйственной точки зрения [113].

При проектировании тягового двигателя соотношение между $F_{посл}$ и $F_{нез}$ является, таким образом, одним из заданных параметров машины.

В гл. 20 приведен расчет двигателя пульсирующего тока, завершенный в § 20.8 расчетом его электромеханических характеристик как машины с последовательным возбуждением. Ниже изложены расчет характеристик этого двигателя при независимом возбуждении и общая методика расчета электротяговых характеристик тягового двигателя со смешанным возбуждением $F_в = F_{нез} + F_{посл}$.

2. Расчет электромеханических характеристик тягового двигателя с независимым возбуждением[1]

Методика расчета. 1. Задаемся рядом значений токов возбуждения $I_в$, охватывающих весь рабочий диапазон.

2. Для каждого из этих токов возбуждения $I_в = \text{const}$ рассчитываем и строим скоростную характеристику n (I_a) или $v_э$ (I_a).

3. С учетом построенной скоростной характеристики для каждого тока возбуждения $I_в = \text{const}$ рассчитываем и строим кривую к. п. д. $\eta_д$ (I_a) или η_0 (I_a).

4. Для каждого тока возбуждения $I_в = \text{const}$, пользуясь построенными соответствующими характеристиками скорости (частоты вращения) и к. п. д., рассчитываем характеристики момента M (I_a) или тягового усилия F (I_a).

5. Максимальный ток якоря при данном токе возбуждения $I_в = \text{const}$, до которого строятся перечисленные характеристики, определяется соотношением $I_{a\,max} = I_в/\beta_{min}$, где β_{min} — наименьшая степень возбуждения (см. § 20.4).

В нашем примере рассчитываем электромеханические характеристики для тока возбуждения $I_в = 210$А, соответствующего работе тягового двигателя в зоне максимальной скорости.

Скоростные характеристики. Как и при последовательном возбуждении, магнитный поток с учетом размагничивающего действия реакции якоря опреде-

[1] Выполнен для двигателя, расчет которого приведен в гл. 20.

ляем по универсальной магнитной характеристике. Аналогично тому, как это было сделано при последовательном возбуждении (см. § 20.8), по коэффициенту насыщения в номинальном режиме находим относительные значения намагничивающей силы и магнитного потока и соответствующие масштабы; в нашем случае они останутся теми же, а именно: $m = 0{,}000053$ о.е./А и $m_Ф = 0{,}132$ Вб/о.е. Определяем по универсальной магнитной характеристике для каждого из значений токов возбуждения $I_в = \text{const}$ магнитный поток, сводя дальнейший расчет скоростных характеристик в таблицы (см. табл. 1), затем частоту вращения вала

Таблица 1

I_a, А	ΔU, В	$U-\Delta U$, В	n, об/мин	$v_э$, км/ч	UI_a, кВт	$\eta_о$	F, кгс
1	2	3	4	5	6	7	8
0	—	1000	1605	123,5	—	—	—
210	9,3	990,7	1590	122,0	210	0,804	508
300	12,4	987,6	1585	121,7	300	0,853	772
400	15,9	984,1	1580	121,3	400	0,882	1070
500	19,3	980,7	1575	121,0	500	0,896	1360
600	22,8	977,2	1570	120,5	600	0,901	1650
780	29,0	971	1560	119,7	780	0,899	2150

двигателя, об/мин, и скорость электровоза, км/ч, определяем соответственно по формулам

$$n = 1{,}03\,\frac{(U-\Delta U)\,60a}{pN\Phi} = 0{,}0838\,\frac{U-\Delta U}{\Phi};$$

$$v_э = \frac{D_б\ n}{5{,}3\ \mu} = 0{,}0768\ n,$$

где ΔU — падение напряжения в цепи якоря, В:

$$\Delta U = I_a\,(r_a + r_д + r_{ко})_{130°\,C} + 2 = I_a\,(0{,}0119 + 0{,}00295 + 0{,}0092)1{,}44 + 2 = 0{,}0346 I_a + 2.$$

Тогда при $I_в = 210$А $F_в = I_в w_в = 210 \cdot 12 = 2520$ А;

$$F_{в\,(о.\,е.)} = m_F\ F_в = 0{,}000053 \cdot 2520 = 0{,}133 \text{ о.е.},$$

то соответствует $\Phi_{о.е.} = 0{,}395$ о.е.;

$$\Phi = m_\Phi\ \Phi_{о.е.} = 0{,}132 \cdot 0{,}395 = 0{,}0522 \text{ Вб};$$

$$I_{a\,\max} = I_в/\beta_{\min} = 210/0{,}27 \approx 785\text{А}.$$

Характеристики к. п. д. Определяем величины, постоянные при данном токе возбуждения и не зависящие от тока якоря. Омические потери в обмотке возбуждения

$$\Delta P_{мв} = I_в^2\ r_{в\,(130°\,C)} = 210^2 \cdot 0{,}0118 = 520 \text{ Вт}.$$

Магнитные индукции в зубцах и ярме якоря

$$B_{z^1/_3} = \Phi/S_{z^1/_3} = 0{,}0522/0{,}053 = 0{,}985 \text{ Т};$$

$$B_a = \Phi/(2S_a) = 0{,}0522/(2 \cdot 0{,}0421) = 0{,}62 \text{ Т}.$$

Дальнейший расчет представлен в табл. 2. Потери в стали при холостом ходе машины (гр. 7) определяют по формуле (2.266) при постоянных индукциях $B_{z^1/_3}$ и B_a с учетом незначительно меняющейся частоты перемагничивания f (гр. 4). Добавочные потери, как и при последовательном возбуждении, принимаются в процентах от потерь в стали при холостом ходе в зависимости от подведенной мощности (гр. 2, 8 и 9).

Таблица 2

I_a, А	$I_a/I_{a\infty}$	n, об/мин	f, Гц	p_z, Вт/кг	p_a, Вт/кг	$\Delta P_с$, Вт	$к_{доб}$	$\Delta P_{доб}$, Вт	$\Delta P_{м(а+д++ко)}$, Вт
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
210	0,195	1590	79,5	6,83	2,71	6040	0,22	1330	1330
300	0,278	1585	79,3	6,8	2,69	6000	0,22	1320	3120
400	0,37	1580	79,0	6,76	2,68	5980	0,222	1330	5540
500	0,463	1575	78,8	6,74	2,67	5960	0,225	1340	8650
600	0,555	1570	78,5	6,7	2,65	5920	0,227	1345	12500
780	0,722	1560	78	6,64	2,63	5870	0,25	1470	21100

Продолжение

$\Sigma\Delta P_м$, Вт	$\Delta P_{к(перех)}$, Вт	$\Delta P_{тщ}$, Вт	$\Delta P_{мех}$, Вт	$\Sigma\Delta P$, Вт	$P_1 = UI$, Вт	$P = UI - \Sigma\Delta P$, Вт	$\eta_д$	$\eta_з$	$\eta_о$
11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1850	420	4150	5150	20270	210000	189730	0,903	0,89	0,804
3640	600	4135	5130	23945	300000	276055	0,92	0,927	0,853
6060	800	4120	5115	28945	400000	371055	0,928	0,95	0,882
9170	1000	4110	5100	35330	500000	464670	0,929	0,964	0,896
13020	1200	4090	5080	43155	600000	556845	0,928	0,971	0,901
21620	1560	4070	5050	60740	780000	719260	0,922	0,975	0,899

Потери в меди машины (гр. 11) складываются из потерь в обмотке возбуждения $\Delta P_{мв} = 520$ Вт и потерь в цепи якоря, Вт, $\Delta P_{(ма+д+ко)} = I_a^2\,(r_a + r_д + r_{ко})_{130°\,C} = 0{,}0346\ I_a^2$ (гр. 10). Переходные потери на коллекторе, Вт, $\Delta P_{к(перех)} = 2I_a$ (гр. 12). Потери на трение щеток (гр. 13) и механические потери (гр. 14) изменяются пропорционально частоте вращения (гр. 3); в номинальном режиме при $n = 668$ об/мин (см. табл. 4.4 гр. 3) соответственно $\Delta P_{тщ} = 1{,}74$ кВт (гр. 14);

$$\Delta P_{мех} = 2{,}16 \text{ кВт (гр. 15)}.$$

В остальном расчет к. п. д. двигателя и к. п. д. на оси аналогичен изложенному для последовательного возбуждения.

Характеристика тягового усилия. Эта характеристика рассчитывается, как известно, по формуле

$$F = \frac{0{,}367\,UI}{v_э}\,\eta_о.$$

Результаты представлены в гр. 6, 7 и 8 табл. 1.

Электромеханические характеристики для $I_в = 210$А показаны на рис. 1. Аналогично рассчитывают характеристики для всех других токов возбуждения рабочего диапазона.

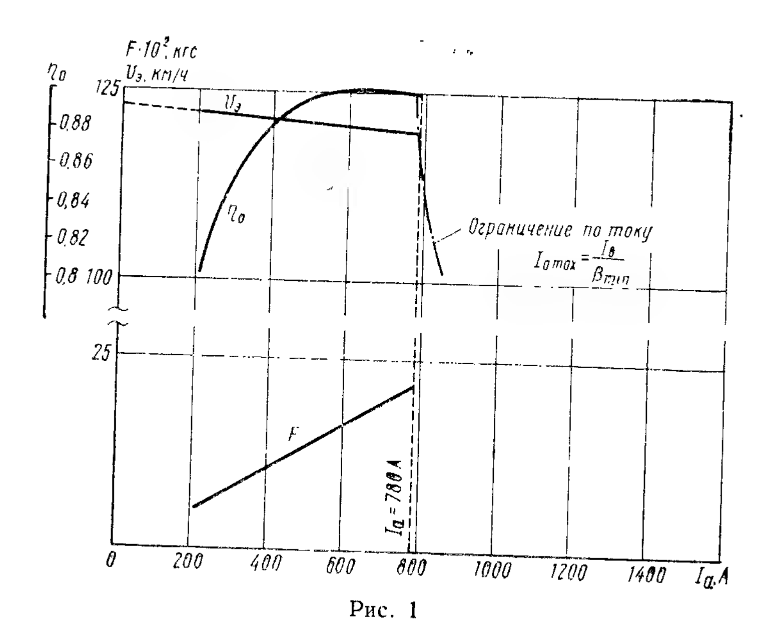


Рис. 1

3. Методика расчета электромеханических характеристик тягового двигателя смешанного возбуждения

Общие положения. Расчет характеристик двигателя этого типа ведется, как отмечалось выше, по заданному соотношению н. с. $F_{посл}$ и $F_{нез}$ в номинальном режиме.

Обмотку независимого возбуждения можно питать в номинальном режиме либо током такой же величины как и в последовательной обмотке, либо назначая этот ток меньшим, выполняя обмотку с соответственно бо́льшим числом витков. Исходя из того, что результирующая н. с. главных полюсов равна $F_в = F_{нез} + F_{посл}$ и зная соотношение между $F_{нез}$ и $F_{посл}$ в номинальном режиме, определяют числа витков обмоток: независимой $w_{нез}$ и последовательной $w_{посл}$.

Общий ход расчета следующий: задаваясь рядом (8—12) значений тока независимого возбуждения в диапазоне примерно от $0{,}1I_{нез\,(н)}$ до $2I_{нез\,(н)}$ для каждого из этих значений $I_{нез}$ рассчитываем: скоростную характеристику $v_э(I_a)$; характеристику к. п. д. $\eta_д\,(I_a)$ и характеристику тягового усилия $F\,(I_a)$, которые представлены на рис. 2.

Скоростная характеристика. Для выбранного значения тока $I_{нез}$ определяем намагничивающую силу обмотки независимого возбуждения $F_{нез} = I_{нез}\,w_{нез}$, которая при изменении тока якоря для данной скоростной характеристики будет оставаться неизменной.

В общем случае магнитный поток, соответствующий суммарной результирующей н. с. $F_в = F_{нез} + F_{посл}$, можно находить по характеристике холостого хода и вносить поправку на реакцию якоря, однако, как было ранее отмечено, проще и точнее результаты получаются, если магнитный поток уже с учетом размагничивающего действия реакции якоря определять по универсальной магнитной характеристике. Аналогично тому, как это было сделано при построении характеристик двигателя последовательного возбуждения, определяем в результате электромагнитного расчета для номинального режима н. с. возбуждения главных полюсов $F_в = F_{нез} + F_{посл}$ и по коэффициенту насыщения $\kappa_н = F_в/F_\delta = (F_{нез} + F_{посл})/F_\delta$ в номинальном режиме находим относительные значения намагничивающей силы $F_{о.е}$ и магнитного потока $\Phi_{о.е}$ и соответствующие масштабы: m_F, о. е./A и m_Φ, Вб/о. е. Дальнейший расчет удобно выполнять сразу в табличной форме в следующей последовательности (табл. 3):

Таблица 3

I_a, А	$F_{посл} = I_a \times w_{посл}$, А	$F_в = F_{нез} + F_{посл}$, А	$F_{о.е.}$	$\Phi_{о.е.}$	Ф, Вб	$\Delta U = I_a \Sigma r + 2$, В	$E = U - \Delta U$, В	$n = \frac{E \cdot 60\,a}{N \Phi p}$, об/мин	$v_э$, км/ч
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

Таблица 4

I_a, А	$I_a/I_{a\infty}$	n, об/мин	$v_э$, км/ч	Ф, Вб	f, Гц	$B_{z1/3}$, Т	B_a, Т	p_z, Вт/кг	p_a, Вт/кг	ΔP_c, Вт	$\kappa_н$	$\Delta P_{доб}$, Вт	$\Delta P_{к(перех)}$, Вт	$\Delta P_{тщ}$, Вт	$\Delta P_{мех}$, Вт	$\Delta P_{м(посл)}$, Вт	$\Delta P_{м(нез)}$, Вт	$\Sigma\Delta P$, Вт	P_1, Вт	P, Вт	$\eta_д$	$\eta_э$	$\eta_о$	F, кгс
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25

в гр. 1 заносят значения токов якоря, охватывающие рабочий диапазон: I_a, А;

в гр. 2 — величины н. с. обмотки последовательного возбуждения, соответствующие этим токам: $F_{\text{посл}} = I_a w_{\text{посл}}$, А;

в гр. 3 — суммарную н. с. возбуждения $F_{\text{в}} = F_{\text{нез}} + F_{\text{посл}}$, А. (Напомним, что для данной характеристики $F_{\text{нез}} = \text{const}$);

в гр. 4 — соответствующую суммарную н. с. возбуждения в относительных единицах: $F_{\text{о.е}} = m_F F_{\text{в}}$;

в гр. 5 — найденный по универсальной магнитной характеристике магнитный поток в относительных единицах $\Phi_{\text{о.е}}$;

в гр. 6 — магнитный поток, Вб, $\Phi = m_\Phi \Phi_{\text{о.е}}$;

в гр. 7 — падение напряжения в двигателе, В, $\Delta U = I_a \Sigma r + 2$ (здесь $\Sigma r = r_a + r_{\text{д}} + r_{\text{ко}} + r_{\text{в (посл)}}$ — суммарное сопротивление цепи последовательного возбуждения; 2В — падение напряжения в переходном контакте щеток);

в гр. 8 — противо-э. д. с. двигателя, В, $E = U - \Delta U$;

в гр. 9 и 10 — соответственно частоту вращения, об/мин, $n = \dfrac{E \cdot 60a}{N\Phi p}$ и скорость электровоза, км/ч, $v_э = \dfrac{D_б n}{5{,}3\mu}$.

Аналогично рассчитывают данные для построения скоростных характеристик и для других значений токов $I_{\text{нез}}$. В общем случае значения тока якоря следует брать в пределах от 0 до $(1{,}5 \div 2{,}0) I_{a\,(\text{н})}$. Однако надо иметь в виду следующее: при малых токах независимого возбуждения наименьший ток якоря будет определяться максимальной скоростью электровоза, а наибольший — ограничением по допустимой наименьшей степени возбуждения. Для получения последнего ограничения необходимо на рассчитываемые характеристики нанести скоростную характеристику, построенную для наименьшей допустимой степени возбуждения $\beta_{\min}$ в том случае, если бы рассматриваемый двигатель имел обычное последовательное возбуждение (см. рис. 2, штриховая линия).

Характеристики к. п. д. и тягового усилия. Данные для построения этих характеристик определяют на основе полученной скоростной характеристики $v_э (I_a)$ для того же значения тока в обмотке независимого возбуждения, сводя данные расчета в табл. 4.

Гр. 1, 3, 4 и 5 заполняем данными тока якоря I_a, частоты вращения n скорости электровоза $v_э$ и магнитного потока Φ, перенося их из предыдущей таблицы.

В гр. 2 приводим отношение $I_a/I_{\text{н}}$, по которому по рис. 2.61 находим значения коэффициента $\kappa_{\text{д}}$, вписываемые в гр. 12. Этот коэффициент нужен для того, чтобы определить добавочные потери $\Delta P_{\text{доб}}$ (гр. 13) по формуле $\Delta P_{\text{доб}} = \kappa_{\text{д}} \Delta P_{\text{с}}$. Потери в стали $\Delta P_{\text{с.о}}$ (гр. 11) находим по формуле (2.266). Частоту перемагничивания $f = pn/60$ вписываем в гр. 6. В гр. 7 и 8 вносим величины индукций $B_{z^1/_3}$ и B_a, определяя по магнитному потоку Φ (гр. 5) по формулам $B_{z^1/_3} = \Phi / S_{z^1/_3}$ и $B_a = \Phi/(2S_a)$, где $S_{z^1/_3}$ и S_a — сечения зубцового слоя и спинки якоря. Удельные потери p_z и p_a вносим в гр. 9 и 10, определив их по формулам (2.269) и (2.270).

В гр. 14 записываем переходные потери на коллекторе, равные для каждого значения тока якоря $\Delta P_{\text{к (перех)}} = 2I_a$. В гр. 15 и 16 показаны определенные в номинальном режиме и меняющиеся пропорционально частоте вращения (гр. 3) соответственно потери на трение щеток и механические $\Delta P_{\text{тщ}}$ и $\Delta P_{\text{мех}}$. Гр. 17 дает омические потери в меди обмоток цепи последовательного возбуждения, равные для каждого значения тока якоря

$$\Delta P_{\text{М (посл)}} = I_a^2 (r_a + r_{\text{д}} + r_{\text{ко}} + r_{\text{в (посл)}}).$$

В гр.18 показаны омические потери в обмотке независимого возбуждения $\Delta P_{\text{нез}} = I_{\text{нез}}^2 r_{\text{в (нез)}}$, неизменные для всех значений тока якоря, так как для рассчитываемой характеристики к. п. д. $I_{\text{нез}} = \text{const}$. Сумма потерь $\Sigma \Delta P$ показана в

гр. 19; в гр. 20 — подведенная мощность $P_1 = UI_a$; в гр. 21 — полезная мощность $P = P_1 - \Sigma \Delta P$; в гр. 22 — коэффициент полезного действия двигателя $\eta_{\text{д}} = \dfrac{UI_a - \Sigma \Delta P}{UI_a}$.

К.п.д. зубчатой передачи в зависимости от данных гр. 2 приведен (по данным приложения 7) в гр. 23. К. п.д. на оси η_0 показан в гр. 24.

В гр. 25 записаны получившиеся тяговые усилия в зависимости от тока якоря при данном выбранном значении тока обмотки независимого возбуждения, определяемые по формуле $F = \dfrac{0{,}367 UI_a}{v_э} \eta_{\text{д}} \eta_{\text{з}}$. Аналогично рассчитывают кривые к. п. д. $\eta_{\text{д}} (I_a)$ и тягового усилия $F (I_a)$ и для всех других значений токов обмотки независимого возбуждения, которыми задались.

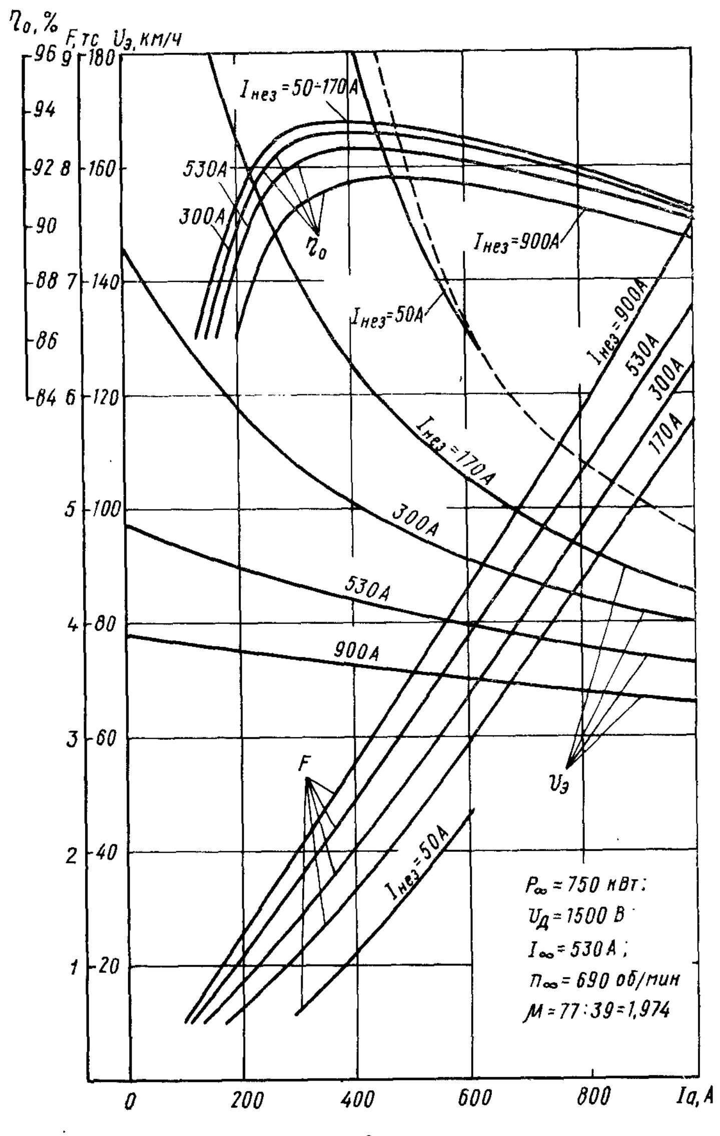


Рис. 2

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Таблица 2.1

Значения кривой намагничивания листовой электротехнической стали Э-32, используемой для спинки статора асинхронных двигателей

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,3	0,41	0,42	0,42	0,43	0,44	0,44	0,45	0,46	0,46	0,47
0,4	0,48	0,48	0,49	0,50	0,51	0,51	0,52	0,53	0,53	0,54
0,5	0,55	0,56	0,56	0,57	0,58	0,59	0,60	0,61	0,61	0,62
0,6	0,63	0,64	0,65	0,66	0,67	0,68	0,69	0,69	0,70	0,71
0,7	0,72	0,72	0,73	0,74	0,75	0,76	0,76	0,77	0,78	0,79
0,8	0,81	0,82	0,83	0,84	0,85	0,87	0,88	0,90	0,92	0,94
0,9	0,96	0,98	1,00	1,02	1,04	1,05	1,07	1,09	1,12	1,14
1,0	1,16	1,18	1,21	1,24	1,26	1,29	1,32	1,36	1,39	1,43
1,1	1,46	1,50	1,54	1,58	1,62	1,67	1,72	1,76	1,82	1,88
1,2	1,92	1,98	2,04	2,10	2,16	2,22	2,3	2,38	2,46	2,60
1,3	2,72	2,88	3,00	3,16	3,30	3,40	3,58	3,70	3,86	3,99
1,4	4,1	4,4	4,6	4,9	5,30	5,7	6,1	6,6	7,1	7,7
1,5	8,2	8,9	9,6	10,3	11,0	11,7	12,3	13,1	14,0	14,8
1,6	15,6	16,4	17,3	18,2	19,2	20,0	21,0	22,6	24,4	26,02
1,7	28,0	29,6	31,0	32,6	34,0	35,8	37,4	39,0	41	43
1,8	45	47	50	53	55	58	61	64	68	72
1,9	76	80	85	91	97	103	111	119	131	142
2,0	160	80	200	220	238	255	276	296	315	338
2,1	357	376	396	430	450	470	500	520	550	580
2,2	610	640	670	700	730	750	780	810	840	870
2,3	900	930	950	980	1010	1040	1070	1100	1120	1150

Таблица 2.2

Значения кривой намагничивании листовой электротехнической стали Э-32, используемой для зубцов асинхронных тяговых двигателей

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,3	0,60	0,60	0,61	0,62	0,64	0,65	0,66	0,67	0,68	0,69
0,4	0,71	0,72	0,73	0,74	0,75	0,76	0,77	0,79	0,80	0,80
0,5	0,81	0,82	0,83	0,84	0,85	0,87	0,88	0,89	0,90	0,90
0,6	0,91	0,92	0,93	0,95	0,96	0,97	0,99	1,01	1,02	1,03
0,7	1,05	1,06	1,09	1,10	1,12	1,14	1,16	1,18	1,20	1,21
0,8	1,24	1,26	1,28	1,29	1,32	1,34	1,36	1,39	1,41	1,43
0,9	1,46	1,49	1,53	1,55	1,58	1,61	1,63	1,66	1,70	1,72
1,0	1,76	1,79	1,84	1,86	1,91	1,94	1,99	2,05	2,08	2,12
1,1	2,17	2,23	2,29	2,34	2,40	2,47	2,54	2,62	2,70	2,75
1,2	2,82	2,90	3,00	3,05	3,17	3,24	3,33	3,47	3,60	3,70
1,3	3,82	3,93	4,02	4,17	4,30	4,6	5,0	5,3	5,4	5,5
1,4	5,7	5,8	6,1	5,5	6,7	6,9	7,2	7,4	7,7	8,1
1,5	8,6	8,8	9,1	9,6	9,9	10,4	11,1	11,8	12,6	13,3
1,6	13,9	14,6	15,5	16,7	18,5	20,1	21,9	23,1	25,4	29,0
1,7	32,2	34,2	37	39	42	43	45	47	50	52
1,8	56	58	60	65	67	69	73	76	81	83
1,9	86	93	96	102	109	115	119	123	132	138
2,0	144	151	158	171	179	183	195	199	208	219
2,1	231	249	254	266	273	289	298	324	344	370
2,2	380	390	430	460	580	650	700	730	840	880

Таблица 2.3

Значения кривой намагничивания сталей Э11, Э12, Э13, Э21, Э1300, Э1300А для ярма и зубцов якоря тяговых двигателей постоянного и пульсирующего токов (при $k_z=0,6\div1,0$)

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,6	3	3	3	3	3	3,1	3,2	3,2	3,3	3,3
0,7	3,4	3,4	3,5	3,5	3,6	3,7	3,7	3,8	3,8	3,9
0,8	4	4	4,1	4,1	4,2	4,2	4,3	4,4	4,5	4,6
0,9	4,8	4,8	4,9	5,0	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6
1,0	5,7	5,8	5,9	6,0	6,2	6,3	6,5	6,7	6,9	7,1
1,1	7,2	7,4	7,5	7,6	7,7	8,0	8,2	8,5	8,7	8,9
1,2	9,3	9,6	9,9	10,1	10,5	11	11,3	11,6	11,9	12,3
1,3	12,8	13,3	13,8	14,2	14,6	15	15,7	16,3	17	17,6
1,4	18,2	19	19,8	20,6	21,2	22	23,5	25	26,5	28
1,5	29	30	31	32,5	33,5	35	37	39	41	43
1,6	47	50	53	56	60	63	63	77	75	79
1,7	83	88	93	98	104	110	116	122	128	135
1,8	142	149	156	163	171	179	187	196	205	214
1,9	224	235	246	257	269	281	294	308	322	336
2,0	350	364	378	393	408	423	439	457	476	495
2,1	515	535	556	577	598	620	643	666	689	712
2,2	735	759	783	807	831	855	880	905	930	955
2,3	980	1006	1032	1058	1085	1110	1135	1165	1195	1230
2,4	1270	1305	1340	1375	1415	1455	1495	1535	1570	1610
2,5	1650	1696	1730	1775	1820	1870	1920	1975	2030	2090

Таблица 2.4

Значения кривой намагничивания листовой электротехнической высоколегированной стали марок Э41, Э42, Э43, используемых для зубцов и ярма статора вентильных двигателей

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,4	0,96	0,97	0,98	0,99	1,0	1,02	1,04	1,06	1,08	1,11
0,5	1,14	1,17	1,2	1,23	1,26	1,29	1,32	1,36	1,4	1,44
0,6	1,46	1,52	1,56	1,6	1,64	1,68	1,72	1,77	1,82	1,87
0,7	1,92	1,97	2,02	2,08	2,14	2,2	2,26	2,33	2,4	2,47
0,8	2,54	2,61	2,68	2,75	2,82	2,89	2,96	3,03	3,1	3,17
0,9	3,25	3,33	3,41	3,49	3,58	3,67	3,76	3,85	3,94	4,04
1,0	4,14	4,24	4,35	4,46	4,58	4,7	4,83	4,96	5,1	5,24
1,1	5,38	5,53	5,69	5,86	6,04	6,23	6,43	6,64	6,85	7,07
1,2	7,3	7,54	7,8	8,1	8,4	8,7	8,8	9,4	9,8	10,3
1,3	10,8	11,4	12,0	12,7	13,4	14,1	14,9	15,9	16,0	17,2
1,4	19,4	20,6	22,0	23,4	25,0	27,0	29,2	31,4	33,7	56,0
1,5	38,5	40,6	42,9	45,2	47,6	50,0	53,0	56,5	60,0	63,5
1,6	67,0	71,0	76,0	81,0	86,5	93,0	100,0	107,0	114,0	122,0
1,7	130,0	140,0	150,0	160,0	170,0	180,0	190,0	200,0	210,0	220,0
1,8	230,0	240,0	250,0	260,0	270,0	280,0	290,0	300,0	312,0	325,0
1,9	340,0	355,0	370,0	385,0	405,0	425,0	450,0	510,0	570,0	630,0
2,0	600,0	770,0	845,0	920,0	1000,0	1080,0	1160,0	1240,0	1380,0	1400,0
2,1	1480,0	1560,0	1640,0	1720,0	1800,0	1830,0	1960,0	2040,0	2120,0	2220,0
2,2	2280,0	2360,0	2440,0	2520,0	2600,0	2680,0	2760,0	2840,0	2920,0	3000,0

Таблица 2.5

Значения кривой намагничивания для спинки статора асинхронных двигателей (сталь Э11)

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,1	0,37	0,39	0,413	0,438	0,46	0,48	0,5	0,52	0,54	0,55
0,2	0,57	0,59	0,60	0,62	0,63	0,65	0,67	0,68	0,70	0,71
0,3	0,72	0,74	0,76	0,78	0,79	0,80	0,82	0,84	0,86	0,88
0,4	0,89	0,91	0,93	0,94	0,96	0,98	1,00	1,02	1,04	1,06
0,5	1,08	1,10	1,13	1,15	1,18	1,20	1,22	1,24	1,26	1,28
0,6	1,31	1,34	1,36	1,39	1,41	1,44	1,47	1,50	1,53	1,56
0,7	1,59	1,62	1,66	1,69	1,72	1,76	1,80	1,83	1,86	1,90
0,8	1,94	1,98	2,01	2,04	2,08	2,12	2,16	2,20	2,23	2,27
0,9	2,31	2,35	2,39	2,43	2,48	2,52	2,55	2,60	2,65	2,69
1,0	2,74	2,79	2,84	2,89	2,95	3,00	3,05	3,11	3,18	3,23
1,1	3,32	3,38	3,44	3,51	3,57	3,67	3,74	3,82	3,90	3,98
1,2	4,10	4,18	4,26	4,35	4,44	4,55	4,66	4,75	4,87	4,98
1,3	5,09	5,21	5,33	5,46	5,58	5,72	5,85	6,00	6,18	6,35
1,4	6,56	6,75	6,95	7,17	7,40	7,63	7,89	8,15	8,43	8,70
1,5	9,05	9,34	9,65	10,0	10,4	10,9	11,3	11,9	12,4	12,9
1,6	13,7	14,4	15,2	15,9	16,6	17,2	18,2	19,1	20,1	21,1
1,7	21,8	23,1	24,1	25,5	26,1	27,2	—	—	—	—

Таблица построена по основной кривой намагничивания для данной марки стали в соответствии с уравнением

$$H_c = \frac{1}{18}[\psi(B_c) + 4\psi(0{,}966\,B_c) + 2\psi(0{,}866\,B_c) + 4\psi(0{,}707\,B_c) + 2\psi(0{,}5\,B_c) + 4\psi \times (0{,}259\,B_c)].$$

Таблица 2.6

Значения кривой намагничивания для зубцов асинхронных двигателей (сталь Э11)

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,2	0,80	0,82	0,83	0,84	0,85	0,86	0,87	0,88	0,89	0,91
0,3	0,92	0,94	0,95	0,97	0,98	1,0	1,01	1,03	1,04	1,05
0,4	1,40	1,43	1,46	1,49	1,52	1,55	1,58	1,61	1,64	1,67
0,5	1,71	1,74	1,78	1,81	1,85	1,88	1,92	1,95	1,99	2,03
0,6	2,06	2,10	2,14	2,18	2,22	2,27	2,31	2,35	2,40	2,44
0,7	2,48	2,53	2,58	2,62	2,67	2,72	2,77	2,82	2,87	2,92
0.8	2,97	3,02	3,07	3,12	3,18	3,23	3,29	3,34	3,40	3,46
0,9	3,52	3,58	3,64	3,70	3,77	3,83	3,91	3,98	4,06	4,14
1,0	4,22	4,31	4,40	4,50	4,60	4,70	4,80	4,90	5,00	5,10
1,1	5,21	5,32	5,43	5,55	5,66	5,77	5,89	6,01	6,14	6,26
1,2	6,40	6,54	6,69	6,83	6,99	7,14	7,29	7,45	7,52	7,80
1,3	7,98	8,17	8,35	8,52	8,71	8,91	9,11	9,33	9,55	9,78
1,4	10,0	10,3	10,6	10,9	11,2	11,6	11,9	12,2	12,5	12,9
1,5	13,2	13,5	13,9	14,3	14,7	15,1	15,5	15,9	16,4	16,9
1,6	17,3	17,8	18,4	19,0	19,7	20,5	21,3	22,1	23,1	24,0
1,7	25,0	26,2	27,3	28,4	29,7	31,0	32,4	34,0	35,7	37,6
1,8	39,5	41,5	43,7	45,9	48,1	50,7	53,0	55,7	58,5	61,4
1,9	64,7	68,2	72,4	76,5	80,7	84,7	88,8	91,9	96,8	101
2,0	105	110	116	121	126	130	137	143	149	155
2,1	160	166	172	179	185	192	199	206	213	221
2,2	230	239	249	260	272	283	293	304	317	330

Таблица построена по основной кривой намагничивания для данной марки стали в соответствии с уравнением

$$H_z = \frac{2}{\sqrt{3}}\psi\left(\frac{\sqrt{3}}{2}B_z\right).$$

Таблица 2.7

Значения кривой намагничивания листовой стали толщиной 1,5 мм, используемой для сердечников главных полюсов некомпенсированных машин постоянного тока и для шихтованного ротора вентильного двигателя

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,6	3	3	3	3,1	3,1	3,2	3,2	3,3	3,4	3,4
0,7	3,5	3,5	3,5	3,7	3,7	3,8	3,8	3,9	4	4
0,8	4,1	4,1	4,2	4,2	4,3	4,4	4,5	4,6	4,7	4,8
0,9	4,8	4,9	4,95	5,05	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6
1,0	5,7	5,82	5,95	6,07	6,15	6,3	6,42	6,55	6,65	6,6
1,1	6,9	7,03	7,20	7,31	7,48	7,6	7,75	7,9	8,08	8,25
1,2	8,45	8,6	8,8	9,0	9,2	9,4	9,6	9,92	10,15	10,45
1,3	10,8	11,12	11,45	11,75	12,2	12,6	13	13,5	13,93	14,5
1,4	14,9	15,3	16,95	16,45	17	17,5	18,35	19,2	20,1	21,4
1,5	22,7	24,3	25,6	27,1	28,8	30,5	32	34	36,5	37,5
6	40	42,5	45	47,5	50	52,5	55,8	59,5	62,3	66
7	70,5	75,3	79,5	84	88,5	93,2	98	103	108	114
8	119	124	130	135	141	148	156	162	170	178
9	188	197	207	215	226	235	245	256	265	275
2,0	290	302	315	328	342	361	380	400	420	445
2,1	470	495	520	550	580	610	640	665	695	730
2,2	775	810	850	885	920	960	1000	1045	1085	1130

Примечание. При толщине листов 0,5 мм, используемых для изготовления сердечников полюсов компенсированных машин, следует пользоваться табл. 1.1

Таблица 2.8

Значения кривой намагничивания стального литья остовов машин

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,4	1,6	1,7	1,7	1,7	1,7	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8
0,5	1,9	1,9	1,9	2	2	2	2	2,1	2,1	2,1
0,6	2,2	2,2	2,2	2,3	2,3	2,4	2,4	2,5	2,5	2,6
0,7	2,6	2,7	2,7	2,8	2,8	2,9	2,9	3	3,0	3,1
0,8	3,2	3,2	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	3,8	3,9	4,0
0,9	4,1	4,2	4,4	4,5	4,6	4,8	5	5,1	5,3	5,5
1,0	5,6	5,8	6	6,2	6,4	6,6	6,8	7	7,2	7,4
1,1	7,6	7,9	8,2	8,4	8,7	9	9,3	9,6	9,9	10,2
1,2	10,5	10,8	11,1	11,5	11,8	12,2	12,6	13	13,4	13,8
1,3	14,2	14,7	15,2	15,8	16,4	17,0	17,6	18,2	18,8	19,4
1,4	20,1	20,9	21,7	22,5	23,4	24,3	25,3	26,5	27,7	29
1,5	30,5	31,8	33,4	35,2	37,1	39,0	41	43,5	46	48,5
1,6	51	53,5	56	59	63	65	68	71	74	78
1,7	81	84	88	91	95	99	102	106	110	114
1,8	118	122	126	130	134	139	143	148	152	157
1,9	162	169	177	184	193	200	209	218	227	236
2,0	245	257	269	281	293	307	320	335	352	370
2,1	387	406	425	450	485	515	560	605	655	705

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Удельные потери, Вт/кг, листовой электротехнической стали марки Э11 толщиной 0,5 мм при частоте 50 Гц и индукции 1 Т

B, Т	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,5	1	1,04	1,08	1,11	1,14	1,2	1,2	1,25	1,31	1,35
0,6	1,4	1,45	1,5	1,55	1,6	1,65	1,7	1,75	1,8	1,85
0,7	1,9	1,95	2,0	2,05	2,1	2,15	2,15	2,15	2,2	2,25
0,8	2,3	2,35	2,4	2,45	2,5	2,55	2,6	2,65	2,7	2,75
0,9	2,8	2,85	2,9	2,95	3,0	3,05	3,1	3,15	3,2	3,25
1,0	3,3	3,36	3,42	3,48	3,55	3,62	3,7	3,78	3,86	3,94
1,1	4,02	4,1	4,18	4,26	4,34	4,42	4,5	4,6	4,7	4,8
1,2	4,9	5,0	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6	5,7	5,8
1,3	5,9	6,0	6,1	6,2	6,3	6,4	6,5	6,6	6,7	6,8
1,4	6,9	7,0	7,1	7,2	7,3	7,4	7,5	7,6	7,7	7,8
1,5	7,9	8,0	8,1	8,2	8,3	8,4	8,5	8,6	8,7	8,8
1,6	9,0	9,1	9,1	9,2	9,3	9,4	9,5	9,6	9,7	9,8
1,7	9,9	10,0	10,1	10,2	10,3	10,4	10,52	10,6	10,76	10,88
1,8	11,0	11,15	11,3	11,45	11,6	11,75	11,9	12,15	12,2	12,35
1,9	12,5	12,65	12,8	12,95	13,1	13,25	13,4	13,55	13,7	13,9

Примечания. 1. Для других марок электротехнической стали значения нужно умножить на коэффициент χ:

Марка стали	Э12	Э21	Э31	Э41	Э42	Э310	Э320	Э330
Коэффициент χ	0,97	0,76	0,61	0,47	0,43	0,33	0,28	0,24

2. Для частот тока f, отличающихся от 50 Гц (в пределах 10—100 Гц), потери можно определять по формуле

$$P_f = 50\left(\frac{f}{50}\right)^{1,3}.$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Размеры обмоточной меди

Таблица 4.1

Диаметры круглой меди, мм

0,38	0,69	1,12	1,81	0,55	0,90	1,45	2,63
0,41	0,72	1,16	1,88	0,57	0,93	1,50	2,83
0,44	0,74	1,20	1,95	0,59	0,96	1,56	3,05
0,47	0,77	1,25	2,02	0,62	1,00	1,62	3,28
0,49	0,80	1,30	2,10	0,64	1,04	1,68	3,53
0,51	0,83	1,35	2,26	0,67	1,08	1,74	3,80
0,53	0,86	1,40	2,44				

Примечание. Провода ПЭЛШКО, ПЭЛБО и ПСДТ применять до 1,56 мм включительно.

Таблица 4.2

Размеры прямоугольной меди, мм

0,90	2,83	7,40	19,5	1,56	4,70	11,6	45,0
1,01	3,05	8,0	22,0	1,68	5,10	12,5	50,0
1,08	3,28	8,6	25,0	1,81	5,50	13,5	55,0
1,16	3,53	9,3	28,0	1,95	5,90	14,5	60,0
1,25	3,80	10,0	32,0	2,10	6,40	15,6	65,0
1,35	4,10	10,8	35,0	2,26	6,50	16,0	70,0
1,45	4,40	11,0	40,0	2,44	6,90	16,8	75,0
				2,63	7,0	18,0	80,0

Примечание. Размер провода можно получать комбинацией любых табличных размеров. Некоторые комбинации в ГОСТ 434—71. Проволока прямоугольного сечения и ленты медные для электрических целей не предусмотрены, поэтому намечаемые размеры должны быть проверены по названному ГОСТу.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

ТОЛЩИНА ИЗОЛЯЦИИ ОБМОТОЧНЫХ ПРОВОДОВ

Марка провода	Двусторонняя толщина изоляции, мм. Круглого провода при диаметре голого провода, мм							
	0,1—0,19	0,2—0,25	0,27—0,29	0,31—0,35	0,38—0,49	0,51—0,69	0,72—0,96	1,00—1,45
ПЭЛШО, ПЭЛШКО . .	0,075	0,090	0,100	0,105	0,110	0,115	0,125	0,135
ПЭЛБО, ПЭЛКО . . .	—	0,125	0,155	0,160	0,165	0,170	0,180	0,210
ПБО	—	0,100	0,120	0,120	0,120	0,120	0,120	0,140
ПБД	—	0,190	0,220	0,220	0,220	0,220	0,220	0,270
ПСД, ПСДК	—	—	—	0,230	0,230	0,250	0,250	0,270
ПСДТ	—	—	—	0,180	0,180	0,190	0,200	0,210

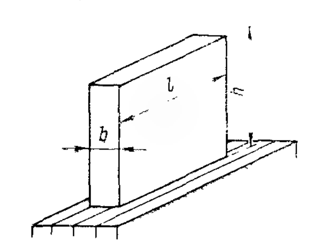
Продолжение

Марка провода	Двусторонняя толщина изоляции, мм. Круглого провода при диаметре голого провода, мм				Прямоугольного провода при меньшей стороне сечения голого провода, мм		
	1,50—1,56	1,62—2,10	2,26—5,00	5,00—5,20	0,83—1,95	2,10—3,80	4,1—5,5
ПЭЛШО, ПЭЛШКО . .	0,155	0,155	—	—	—	—	—
ПЭЛБО, ПЭЛКО . . .	0,210	0,210	—	—	—	—	—
ПБО	0,140	0,140	—	—	0,140	0,175	0,230
ПБД	0,270	0,270	0,330	0,330	0,270	0,330	0,440
ПСД, ПСДК	0,270	0,270	0,330	0,330	0,270	0,330	0,400
ПСДТ	0,210	0,230	—	—	—	—	—

Примечание. Прочеркнутые места показывают, что проводов соответствующих размеров и марок нет.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

РАЗМЕРЫ ЩЕТОК ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН (ГОСТ 12232—66)



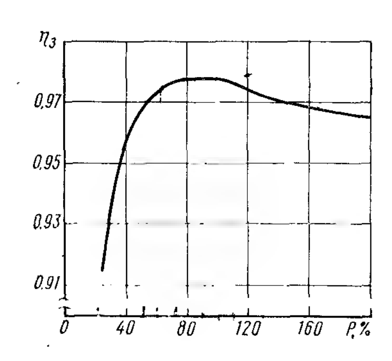
Размеры, мм

b	8	10,0	12,5	16,0	20,0	25,0	32,0
l	10; 125 16; 20	12,5; 25,0 40,0	16,0; 20,0 32,0; 40,0; 50,0	20,0; 25,0 32,0; 40,0; 50,0	32,0; 40,0 50,0	32,0; 40,0	50,0

Примечания. 1. Размер $h=63\div80$ зависит от размеров b и l.
2. У щеток, предназначенных для использования на контактных кольцах, размеры b и l допускается менять местами.

ПРИЛОЖЕНИЕ 7

К. П. Д. ЗУБЧАТОЙ ПЕРЕДАЧИ И МОТОРНО-ОСЕВЫХ ПОДШИПНИКОВ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПОДВОДИМОЙ МОЩНОСТИ



ОБМОТОЧНЫЕ ДАННЫЕ ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ, ПРИМЕНЯЕМЫХ НА ЭЛЕКТРОВОЗАХ

Тип электродвигателя	Номинальная мощность	Частота	Напряжение	При номинальной нагрузке: Ток	К. п. д.	Коэффициент мощности	Скольжение / Частота вращения	Пусковые характеристики: Кратность максимального момента	Кратность пускового тока	Кратность пускового момента	Размеры активной стали						Заготовительная масса стали
	P, кВт	f, Гц	U, В	I, А	η, %	$\cos\varphi$	s/n, % / об/мин	κ_M	κ_I	$\kappa_П$	D_a, мм	D, мм	D', мм	D'_a, мм	l_1/l_2, мм	δ, мм	$m_{ст}$, кг
АОМ42-2	4,5	50	380	9,47	82	0,88	4,3	2,3	6,8	1,8	182	104	103	36	105	0,5	26,5
АОС42-2	2,8 ПВ-50%	50	380	6,2	77	0,9	2 870 / 10	2,8	5,5	2,8	182	104	103	36	108 / 115	0,5	30,2
АО63-2	14	50	380	27	88	0,9	2 700 / 2,3	2,9	6,5	1,5	327	180	178,5	50	118 / 135	0,75	115 5
А82-2	75	50	380	137	91,0	0,91	2 930 / 2,3	2,4	5,5	1,1	423	240	237,2	70	140 / 180	1,4	239
АП81-4	40	50	380	79,4	90,0	0,85	2 930 / 2,66	2,2	6,0	1,8	423	265	263,8	85	190 / 130	0,6	173
АП82-4	55	50	380	107	90,5	0,86	1 460 / 2,66	2,2	6,5	1,8	423	265	263,8	85	135 / 189	0,6	239
АЭ92-4	40	50	380	90	85	0,79	1 460 / 6,4	4	7,5	4	368	230	227,8	90	185 / 200	1,1	180
АС82-4	55 ПВ-15%	50	380	110	86	0,88	1 405 / 8	2,4	5,0	2,2	423	265	263,8	85	205 / 180	0,6	239
А92-4	100	50	380	185	92,0	0,89	1 380 / 2,66	2,0	5,0	1,0	493	315	313	100	185 / 220	1,0	394
АС81-6	28 ПВ-20%	50	380	61,8	81	0,85	1 460 / 11	2,3	4,5	2,1	423	300	298,9	85	225 / 130	0,55	173
АС82-6	40 ПВ-20%	50	380	86,2	82	0,86	890 / 10	2,4	4,5	2,1	423	300	298,9	85	135 / 180	0,55	239
							900								185		

Продолжение

Тип электродвигателя	Статор: Число пазов	Размеры в штампе						Площадь паза в свету / в свету за вычетом пазовой изоляции и клина	Вид обмотки	Число последовательных проводников в пазу / Число параллельных проводников катушки	Диаметр провода: голого/изолированного	Коэффициент заполнения паза	Число параллельных ветвей	Число витков последовательно на фазу	Шаг по пазам	Средняя длина витка	Сопротивление фазы при 20 °С	Соединение фаз	Длина проводника, приходящаяся на лобовую часть	Масса меди: голой/изолированной
	Z_1	d_1, мм	d_2, мм	h, мм	$h_{ш1}$, мм	$b_{ш1}$, мм	№ рис.	α	S/S_i, мм²		$S_П/n_e$	$d_г/d_{из}$, мм/мм	$f_П$	a	w'	$1-x$	l_w, мм	r_1, Ом		l_s, мм	m_M, кг
АОМ42-2	24	10,7	8,8	14,5	0,5	3,0	2	—	124,4	Однослойная	33	1,2	0,707	1	132	1—12 2—11	660	1,35	Звезда	225	2,64
АОС42-2	24	12	9	15,5	0,5	3,0	2	—	91,4 / 147,3	То же	одинарных 39	1,4 / 1,16	0,64	1	156	1—12 2—11	660	1,7	»	215	2,78 / 2,9
АО63-2	36	13,7	8,8	31,2	0,6	3,2	2	—	114 / 332	Двухслойная	одинарных 2×14	1,37 / 1,45	0,69	2	84	1—13	870	0,194	»	300	3,04 / 12,85
А82-2	36	17,5	11,3	37	1,0	3,8	1	60°	240 / 519	То же	двойных 2×7	1,72 / 1,62	0,695	2	42	1—11	1150	0,034	»	445	13,75 / 32,8
АП81-4	48	13,3	8,8	35,8	1,0	3,7	1	60°	404 / 387	»	шестерных 2×8	1,83 / 1,5	0,655	2	64	1—11	950	0,075	»	345	34 / 23,0
АП82-4	48	13,3	8,8	35,8	1,0	3,7	1	60°	306 / 387	»	четверных 2×12	1,77 / 1,45	0,696	4	48	1—11	1050	0,045	»	345	24,0 / 26,6
АЭ92-4	48	7,9	10,2	31,6	0,9	—	3	60°	306 / 243	»	тройных 2×3	1,72 / 3,28×4,7		1	48	1—11	1022	0,0576	»	—	28,5 / 21,5
АС82-4	48	13,3	8,8	35,8	1,0	3,7	1	60°	213 / 387	»	одинарных 2×12	3,66×5,1 / 1,45	0,696	4	48	1—11	1050	0,045	»	345	22,6 / 26,6
А92-4	60	13,4	9,2	42	1,0	3,5	1	60°	306 / 465	»	тройных 2×8	1,72 / 1,68	0,664	4	40	1—14	1250	0,025	»	405	28,5 / 47,5
АС81-6	72	10	7,35	31,8	1,0	3,7	1	60°	345 / 271	»	четверных 2×8	1,80 / 1,45	0,706	2	96	1—11	820	0,139	»	280	49,0 / 19,8
АС82-6	72	10	7,35	31,8	1,0	3,7	1	60°	201 / 271	»	тройных 2×17	1,72 / 1,25	0,78	6	68	1—11	920	0,0745	»	280	21,2 / 24,5
									201		двойных	1,52									26,2

Продолжение

Тип электродвигателя	Число пазов Z_2	Ротор короткозамкнутый: № рис.	b, мм	b', мм	h, мм	$h_{ш2}$, мм	$b_{ш2}$, мм	h_1, мм	Q_2, мм²	d, мм	m_2', мм	Короткозамыкающее кольцо: $a_к$, мм	$b_к$, мм	число крыльев / f, мм	Сечение короткозамыкающего кольца $Q_к$, мм²	Материал заливки ротора	Полная масса алюминия m, кг
АОМ42-2	30	3	5,4	2,6	17,5	0,5	1,5	—	68,1	—	—	12	23	11/46	276	Al	1,1
АОС42-2	20	2	—	—	—	1,0	1,5	—	42	7,3	—	12	23	11/46	280	Al+13%Si	0,78
АО63-2	28	4	5	—	27	0,8	1,5	—	130	—	—	25	33	15/75	700	Al	3,2
А82-2	28	1	6	—	35	1,0	1,5	—	200	—	—	31	40	17/95	100	»	8,4
АС81-4	58/29	2	9	6	22,5	2,0	1,5	8	210	7,0	2,0	18,5	40	20/85	600	»	7,3
АП82-4	58/29	2	9	6	22,5	2,0	1,5	8	210	7,0	2,0	18,5	40	20/85	600	»	8,4
АЭ92-4	56	1	4,5	—	13,6	0,6	1,5	—	56,7	—	—	18,5	33	21/75	525	АКМ12-4	4,5
АС82-4	58	1	3,5	—	13,5	1,0	1,5	—	45	—	—	18,5	40	20/85	600	АКМ12-4	6,4
А92-4	50	1	5,5	—	40	2,0	1,5	—	213	—	—	22	50	21/95	925	Al	13,5
АС81-6	58	1	3,5	—	13,5	1,0	1,5	—	45	—	—	13,0	49	20/85	575	АКМ12-4	6,5
АС82-4	58	1	3,5	—	13,5	1,0	1,5	—	45	—	—	13,0	49	20/85	575	»	7

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Курочка Л. А., Моисеенко А. Ф. Оптимизационный расчет тяговых двигателей на цифровой вычислительной машине. В кн. «Электровозостроение», НЭВЗ, т. 9, 1967, с. 43—59.

2. Алексеев А. Е. Тяговые электрические машины и преобразователи. Л., «Энергия», 1967, 432 с.

3. Находкин М. Д. и др. Проектирование тяговых электрических машин. М., «Транспорт», 1967, 536 с.

4. Бочаров В. И. и др. Магистральные электровозы. Электрические машины и трансформаторное оборудование электровозов. М., «Машиностроение», 1968, 444 с.

5. Касьянов В. Т. Выбор наивыгоднейших размеров пазов якорей машин постоянного тока. «Вестник электропромышленности», 1938, № 7 с. 3—10.

6. Василенко Г. В. Учет размагничивающей реакции якоря в тяговых электродвигателях постоянного тока. Известия вузов. «Электромеханика», 1960, № 6 с. 105—111.

7. Хвостов В. С. Теория тягового электровозного двигателя. М., «Транспорт», 1956, с. 4—137. (Труды МИИТа, вып. 156).

8. Владимиров В. С., Косой Ю. М. Выбор напряжения и мощности на пару полюсов электродвигателей пульсирующего тока. «Вестник электропромышленности», 1963, № 6, с. 20 - 24.

9. Брон О. Б. О движении электрической дуги в магнитном поле. М., Госэнергоиздат, 1944, 216 с.

10. Хельмунд Р. Характеристика дуги применительно к перекрытию на коллекторе. «El. Eng», 1937, № 1.

11. Лямме Б. Физические ограничения в машинах постоянного тока. AIEE, 1929, 1559 с.

12. Треттин К. О напряжении между коллекторными пластинами и круговом огне машин постоянного тока. «Ежегодник Сименса», 1929.

13. Находкин М. Д., Хвостов В. С. К вопросу о природе кругового огня на коллекторе высоковольтных тяговых двигателей постоянного тока. М., Трансжелдориздат, 1956, с. 67—81. (Труды ЦНИИ МПС. Вып. 122).

14. Курбасов А. С. Исследование условий образования круговых огней и перебросов у тяговых двигателей. М., Трансжелдориздат, 1956. (Труды ЦНИИ МПС. Вып. 172).

15. Иоффе А. Б. Тяговые электрические машины. Л., «Энергия», 1965, 232 с.

16. Каменецкий Б. Г., Егоров А. Я. Условия возникновения кругового огня на коллекторе тяговых двигателей. «Электротехника», 1967, № 5, с. 21—24.

17. Кожевников В. А., Кочнев А. В. Анализ потенциальных условий на коллекторе высоковольтных некомпенсированных тяговых двигателей. «Вопросы современного электроподвижного состава». Изд-во АН СССР, 1961, с. 63—85.

18. Тарасов Ю. Г. Потенциальные условия на коллекторе тяговых двигателей постоянного тока с компенсационной обмоткой. М., «Транспорт», 1961 (Труды МИИТа, с. 104—115. Вып. 135).

19. Lehman. Graphishe Metode zur Bestimmung des Kraftlinienferlaufs. E. T. Z. 30 (1909), 955 s.

20. Рихтер Р. Электрические машины. Т. I. ОНТИ. НКТП СССР. 1935, 598 с.

21. Алексеев А. Е. Тяговые электродвигатели. М., Трансжелдориздат, 1951, 484 с.

22. Василенко Г. В., Феоктистова Т. И. Сравнительная оценка простой волновой и простой петлевой обмоток якоря тяговых двигателей. «Электровозостроение» НЭВЗ, т. 13, 1971, с. 91—95.

23. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины, Т. 1—2. 5. 1973. Л., «Энергия», 543 с.

24. Василенко Г. В. Удвоенне числа уравнительных соединений в электрических машинах. Известия вузов. «Электромеханика», 1963, № 5, с. 634—636.

25. Бондаренко Б. Р., Суровиков А. А. Влияние удельных поверхностных и объемных потерь на коллекторе на его монолитность и образование круговых огней. Известия вузов. «Электромеханика», 1966, № 5, с. 575—580.

26. Аликин Р. И. и др. Тяговый электродвигатель с компенсационной обмоткой НБ-412К. Электровозостроение, НЭВЗ, т. 3, 1963, с. 56—67.

27. Гурин Я. С., Курочкин М. Н. Проектирование машин постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1961, 351 с.

28. Тоффлингер. Компенсированные тяговые двигатели постоянного тока. «Siemens — Zeitschrift», 1955, Н12.

29. Василенко Г. В. Некоторые особенности проектирования компенсированных тяговых двигателей. Электровозостроение, НЭВЗ, т. 13, 1971, с. 105—109.

30. Феоктистова Т. И. Уточненное определение ширины зоны коммутации. Электровозостроение, НЭВЗ, т. 13, 1971, с. 74—80.

31. Юдицкий С. Б. Коммутация машин постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1941, 144 стр.

32. Zorn M. Vorausberechnung der Stramnedespannung und das Wendepollufspaltes von gleichstrommaschinen. Technische Bericht. Bd. I, 1946.

33. Федоров В. Я. Определение величины реактивной э. д. с. в многослойных обмотках электрических машин. Электровозостроение, НЭВЗ, т. 2, 1962, с. 149—164.

34. Дрейфус Л. Теория дополнительных коммутационных потерь в машинах постоянного тока. «Arch. f. El», 1915.

35. Находкин М. Д., Хвостов В. С. Универсальная магнитная характеристика тяговых электродвигателей постоянного тока. «Вестник электропромышленности», 1958, № 1, с.44—48.

36. Рабинович И. Н. Машины постоянного тока с эксцентричным зазором под главным полюсом. «Электросила», вып. 24, 1965.

37. Находкин М. Д., Хвостов В. С. Уточненный метод расчета магнитной системы тяговых двигателей постоянного тока. М., Трансжелдориздат, 1956, с. 4—66. (Труды ЦНИИ МПС, вып. 122).

38. Бенедикт О. В. Номографический метод расчета сложных сильно насыщенных магнитных цепей электрических машин. М., Госэнергоиздат, 1953, 247 с.

39. Курбасов А. С. Критерии коммутационной напряженности машин постоянного тока. «Электромеханика», 1963, № 9.

40. Алексеев А. Е. Конструкция электрических машин. М., Госэнергоиздат, 1958, 427 с.

41. Находкин М. Д. Исследование вентиляции тягового двигателя ДПИ-150 при различных типах вентиляторов. М., Трансжелдориздат, 1947, с. 30—68 (Труды ЦНИИ МПС, вып. 7).

42. Дубов В. В. Тепловой расчет компенсационной обмотки двигателя в длительном режиме. Известия вузов. «Электромеханика», 1966, № 8, с. 851—855.

43. Скобелев В. Е. Двигатели пульсирующего тока. Л., «Энергия», 1968, 231 с.

44. Скобелев В. Е. Физические особенности коммутации тяговых двигателей пульсирующего тока. Известия вузов. «Электромеханика», 1958, № 8.

45. Скобелев В. Е. Добавочные потери в тяговых двигателях от пульсирующего тока. Известия вузов. «Электромеханика», 1962, № 3, с. 243—261.

46. Скобелев В. Е. Метод расчета э. д. с., наводимых в коммутируемых секциях якоря переменными составляющими пульсирующего тока и потоков. Известия вузов. «Электромеханика», 1959, № 6, с. 42—54.

47. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М., Госэнергоиздат, 1949, 190 с.

48. Василенко Г. В. Влияние способа возбуждения тяговых двигателей на коммутацию при пульсирующем токе. «Электротехника», 1971, № 5, с. 27—28.

49. Кутыловский М. П. Электрическая тяга. М. Госстройиздат, 1970.

50. Василенко Г. В. Нужно ли выполнять остов электровозных тяговых двигателей пульсирующего тока шихтованным. «Электротехника», 1971, № 1, с. 18—21.

51. Бочаров В. И., Калинин М. М., Москалев Л. А. Исследование прочности крепления обмотки беспазового якоря тягового двигателя стеклобандажами. В кн. «Электровозостроение», Новочеркасск, 1971, т. 13, с. 237—249.

52. Бочаров В. И., Седов В. И. Зависимость потерь в проводниках беспазового якоря от диаметра якоря. Информационный науч.-техн. сб. «Электротехническая промышленность». Серия «Тяговое и подъемно-транспортное оборудование», выпуск 3(27), 1974, с. 13—14.

53. Бочаров В. И., Седов В. И. Оценка тепловой загрузки беспазового якоря тягового электродвигателя. «Электротехника», № 197.

54. Толкунов В. П. и др. Теоретическое и экспериментальное определение добавочных потерь в машинах постоянного тока с немагнитным активным слоем. Известия вузов. «Электромеханика», 1970, № 9, с.973—978.

55. Бочаров В. И., Скобелев В. Е., Соловьев Г. И. Упрощенный метод расчета потерь в меди обмотки гладкого якоря от вихревых токов, вызванных главным полем. В кн. «Электровозостроение», Новочеркасск, 1971, с. 172—182.

56. Бочаров В. И., Лямзенко В. Д. Метод относительных единиц в тепловых расчетах полюсных катушек тяговых двигателей. В кн. «Электромеханика» (известия высших учебных заведений), Новочеркасск, № 11, 1971, с. 1228—1232.

57. Рюденберг Р. Переходные процессы в электроэнергетических системах. М., Госэнергоиздат, 1955, 714 с.

58. Сорокер Т. Г. О переходных процессах в цепях с массивными сердечниками. «Электричество», 1941, № 5.

59. Фетисов В. В. Об эквивалентности массивного участка магнитопровода системе короткозамкнутых катушек с расслоенными сердечниками. «Электромашиностроение», 1960 (Труды ЛПИ, вып. 209).

60. Фетисов В. В. Расчет процессов возбуждения и гашения магнитного поля генераторов постоянного тока с массивной станиной. «Электромашиностроение». 1960. (Труды ЛПИ, вып. 209).

61. Шапиро О. Н. Об эквивалентности массивного магнитопровода и короткозамкнутого контура в переходных процессах. «Вестник электропромышленности», 1946, № 4, с. 11—15.

62. Ермолин Н. П. Переходные процессы в машинах постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1951, 190 с.

63. Жиц М. З. Расчет переходных процессов в электрических машинах постоянного тока. «Вестник электропромышленности», 1960, № 11, с. 33—38.

64. Жиц М. З. Исследование процесса самовозбуждения тяговых двигателей последовательного возбуждения при реостатном торможении. «Электричество», 1953, № 4.

65. Жиц М. З. Об устойчивости работы двигателей постоянного тока параллельного возбуждения при ослабленном поле. «Электротехника», 1963, № 11.

66. Жиц М. З. Переходные процессы в машинах постоянного тока. М., «Энергия», 1974, 112 с.

67. Трахтман Л. М. Исследование переходных процессов рекуперативного торможения электропоездов с помощью аналоговых вычислительных машин. «Электротехника», 1963, № 11, с. 39—44.

68. Аркадьев В. К. Электромагнитные процессы в металлах. т. I, II. НКТП ОНТИ, 1936, 304 с.

69. Сергеев П. С. и др. Проектирование электрических машин. М., «Энергия», 1969, 632 с.

70. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники. М., Госэнергоиздат, 1954, 296 с.

71. Титов В. В. и др. Турбогенераторы. Л., «Энергия», 1967, 895 с.

72. Тихменев Б. Н., Кучумов В. А., Новиков В. Е. Вентнльные тяговые двигатели и перспектива их применения на электроподвижном составе переменного тока. «Электрическая и тепловозная тяга», 1967, № 3, с. 33—36.

73. Баранов Б. К., Стромин Б. А. О схеме опытного вентильного двигателя. «Электровозостроение», НЭВЗ, т. 4, 1964, с. 88—94.

74. Завалишин Д. А. Вентильный электродвигатель трехфазного переменного тока и уточненное обоснование его рабочих характеристик. (Труды Ленинградского ин-та авиационного приборостроения. Вып. 57).

75. Афанасьев А. А. Добавочные потери в обмотке якоря синхронной машины при работе с преобразователем частоты. Известия вузов. «Электромеханика», 1969, № 3, с. 277—281.

76. Курбасов А. С., Иванченко Н. К., Ермаченко В. А. Конструкционные параметры вентнльного двигателя. М., «Транспорт», 1970, с. 28—33 (Труды ЦНИИ МПС, Вып. 416).

77. Некрасов О. А., Горин Н. Н., Кучумов В. А. Расчет характеристик вентильного тягового двигателя. М., «Транспорт», с. 17—27. (Труды ЦНИИ МПС. Вып. 416).

78. Шумейко В. В. Добавочные потери в вентильном двигателе от несинусоидальности тока и напряжения. Вестник ВНИИЖТ, 1972, № 6, с. 10—14.

79. Шумейко В. В. Исследование влияния временных и пространственных высших гармонических на энергетические показатели и работу бесколлекторных тяговых двигателей. Автореферат Диссертации. ВНИИЖТ, 1974.

80. Постников И. М. Проектирование электрических машин. Киев, Гостехиздат УССР, 1960, 910 с.

81. Баранов Б. К., Стромин Б. А. и др. Результаты разработки и испытаний синхронной машины — элемента мощного вентильного тягового двигателя. «Электровозостроение», НЭВЗ, т. IX, 1967, с.104—117.

82. Баранов Б. К., Бондаренко Б. Р. Бесколлекторные тяговые двигатели постоянного тока. «Железнодорожный транспорт», 1966, № 10.

83. Баранов Б. К., Стромин Б. А., Сокут Л. Д. Электровоз с бесколлекторными вентильными двигателями. «Электрическая и тепловозная тяга», 1968, № 6, с. 13—15.

84. Справочник по электроподвижному составу, тепловозам и дизель-поездам. Под ред. А. И. Тищенко. Глава VII. Т. I. М., «Транспорт», 1976, 432 с.

85. Баранов Б. К., Сокут Л. Д. Опытный электровоз с вентильными двигателями. «Электрическая и тепловозная тяга», 1972, № 3 с. 20—21.

86. Кучумов В. А., Сенаторов В. А. Опытный электровоз ВЛ80[в] с вентильными тяговыми двигателями. «Электрическая и тепловозная тяга», 1972, № 8, с. 14—16.

87. Аватков Е. С. и др. Опытная двухвагонная электросекция с асинхронными тяговыми двигателями. «Электрическая и тепловозная тяга», 1970, № 8, с. 36—39.

88. Аватков Е. С. и др. Мощный магистральный электровоз с асинхронными тяговыми двигателями. «Электрическая и тепловозная тяга», 1971, № 6.

89. Тихменев Б. И. Пути совершенствования электроподвижного состава. «Электрическая и тепловозная тяга», 1971, № 3, с. 10—13,.

90. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., Изд-во АН СССР, 1966, 297 с.

91. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов. «Электричество», 1925, № 2.

92. Костенко М. П. Электрические машины. Специальная часть. М., Госэнергоиздат, 1949, 712 с.

93. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., Изд-во АН СССР, 1955, 297 с.

94. Косой Ю. М., Шибаев Ю. А. Сравнение электромеханических и энергетических показателей тяговых асинхронных двигателей при различных режимах регулирования, «Электротехника», 1973, № 8, с 27—32.

95. Бергер А. Я., Грузов Л. Н. и др. Асинхронный двигатель в анормальных режимах. Л., 1938, 247 с.

96. Шумейко В. В. «Исследование влияния временных и пространственных высших гармонических на энергетические показатели и работу бесколлекторных тяговых двигателей». Автореферат дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. ВНИИЖТ, 1974.

97. Шубенко В. А., Браславский И. Я., Шрейнер Р. Т. Электроприводы с полупроводниковым управлением. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. «Библиотека по автоматике», вып. 237, 1967. М., «Энергия».

98. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины, ч. II. Л., «Энергия», 1973, 648 с.

99. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я. Параметры электрических машин переменного тока. М.-Л., «Наука», 1965, 339 с.

100. Загорский А. Е., Золотов М. Б. Автономный электропривод повышенной частоты. М., «Энергия», 1973, 184 с.

101. Рабинович С. В. Метод расчета вала тягового двигателя. «Электрическая тяга», 1974, № 1, с. 21—22.

102. Тимошенко С. П. Сопротивление материалов. ч. I. «Наука», 1965, 360 с.

103. Мягков В. Д. Допуски и посадки. М., Машгиз, 1957, 771 с.

104. Шубов И. Г. К вопросу прочности арочных коллекторов с ласточкиными хвостами. Электросила. М., Госэнергоиздат, 1959, № 16.

105. Шариковые и роликовые подшипники. Каталог-справочник. М., Машгиз, 380 с.

106. Захарченко Д. Д. и др. Подвижной состав электрических железных дорог. Тяговые электромашины и трансформаторы. Изд. 3-е. М., «Транспорт». 1968, 296 с.

107. Находкин М. Д. Справочник железнодорожника. Глава IX. Тяговые электродвигатели постоянного тока. М., Трансжелдориздат, 1957, 406 с.

108. Бочаров В. И., Золотаров П. А. Тяговые электродвигатели электровозов переменного тока. М., Трансжелдориздат, 1962, 95 с.

109. Козорезов М. А. Применение метода эквивалентных тепловых схем замещения для определения нагрева несимметричной асинхронной машины. «Электровозостроение», Новочеркасск, т. 13, 1971, 330—341 с. (Сборник научных трудов).

110. Ситник Н. Х. Метод расчета и параметры асинхронного расщепителя фаз. Известия вузов. «Электромеханика», 1953, № 3.

111. Янов В. П., Курочка А. Л., Аликин Р. И. Вспомогательные машины. М., Трансжелдориздат, 1963, 120 с.

112. Коссой Ю. М., Шибаев Ю. А. Зависимость пусковой частоты от расчетных параметров тягового асинхронного двигателя. «Электротехника», 1975, № 7, с. 19—20.

113. Розенфельд В. Е., Исаев И. П., Сидоров Н. Н. Электрическая тяга. М., Трансжелдориздат, 1962, 347 с.

АЛФАВИТНО-ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

РАСЧЕТ ВЕНТИЛЯЦИИ И НАГРЕВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПУЛЬСИРУЮЩЕГО ТОКА

РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С БЕСПАЗОВЫМ ЯКОРЕМ

РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЯХ И МЕТОДЫ ИХ РАСЧЕТА

РАЗДЕЛ СЕДЬМОЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

РАЗДЕЛ ВОСЬМОЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

РАЗДЕЛ ДЕВЯТЫЙ

МЕХАНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

РАЗДЕЛ ДЕСЯТЫЙ

КОНСТРУКЦИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И МАТЕРИАЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЯГОВОМ ЭЛЕКТРОМАШИНОСТРОЕНИИ

РАЗДЕЛ ОДИННАДЦАТЫЙ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ МАШИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛОКОМОТИВОВ

Михаил Дмитриевич Находкин, Георгий Вадимович Василенко, Василий Иванович Бочаров, Михаил Александрович Козорезов

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Алфавитно-предметный указатель составила *Н. А. Рогулева*
Редактор *Н. А. Рогулева*
Обложка художника *Г. П. Казаковцева*
Технический редактор *Г. П. Головкина* Корректор *А. Н. Конева*

Сдано в набор 29/I 1976 г. Подписано к печати 10/VIII 1976 г.
Бумага 60×90 1/16, тип. № 2 Печ. л. 39 Уч.-изд. л. 42,38 Тираж 6000 экз.
Т-08684 Изд. № 1-1-1/5 № 6267 Зак. тип. 673 Цена 1 р. 71 к.
Изд-во «ТРАНСПОРТ», Москва, Басманный туп., 6а

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
г. Москва, И-41, Б. Переяславская ул., дом. 46